radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Ein ökonomischer Gegentaktverstärker

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JULI 1961 **13**



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

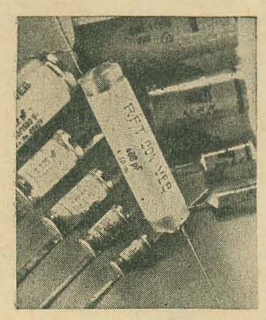
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

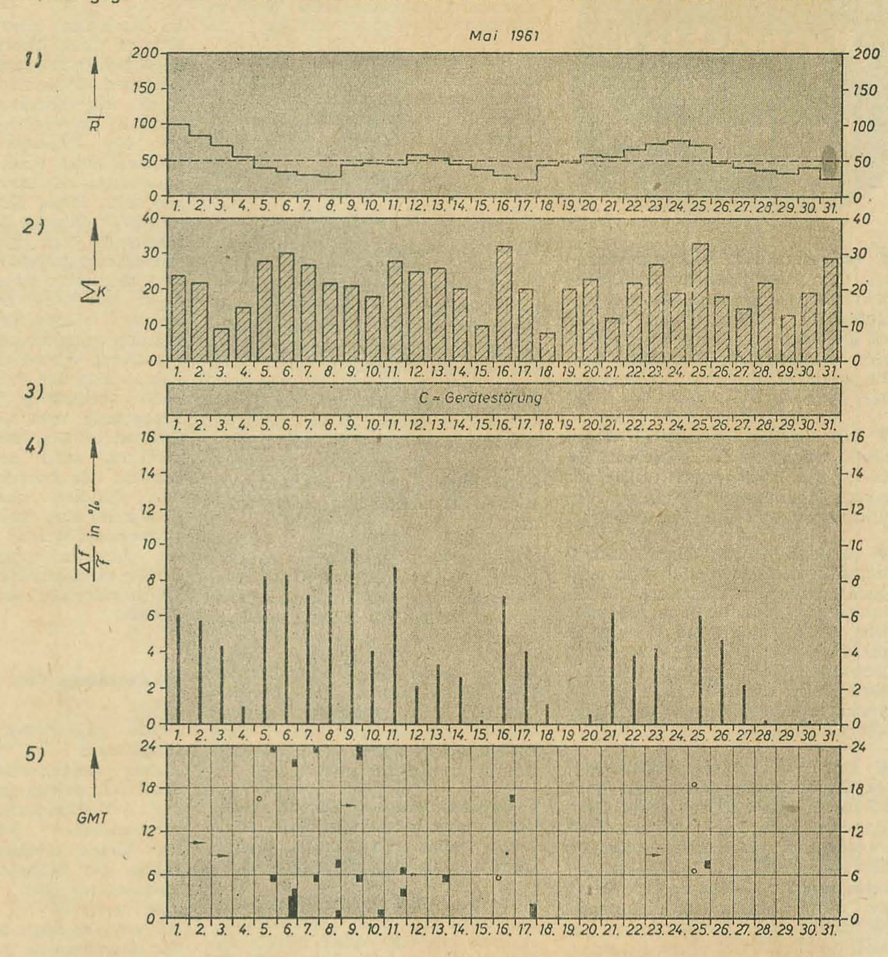


Titelbild:

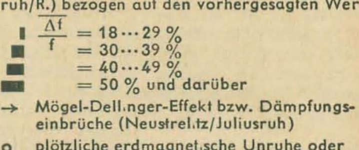
Kondensatoren sind wichtige Bauelemente der Elektroindustrie. Interessante Hinweise über Ursachen, die zu ihrem Ausfall führen, finden Sie auf Seite 404.
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Mai 1961 und Vorschau für Juli 1961

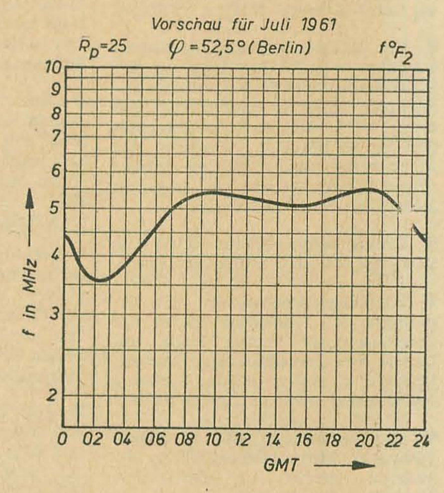
Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung, A = Abdeckung durch E_s-Schicht
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert



$\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60γ bezogen auf eine Stunde
□ Streuecho □ (A) Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Interessante Transistoranwendungen
- Weichlöttechnik für gedruckte Schaltungen
- Ein Röhrenprüfgerät zum Selbstbau
- Bauanleitung für einen Tastkopf
- Lichtblitzstroboskop für die Tonmeßtechnik



▼ **In Astrachan Basarsk** wurde mit dem Bau eines großen Fernsehsenders begonnen. Er soll ein Gebiet im Umkreis von 100 bis 160 km versorgen und wird durch eine Richtfunkstrecke mit dem Fernsehzentrum Baku verbunden sein.

▼ **Ein Lautsprecher mit Stereoeffekt** wurde in den USA entwickelt. Seine Wirkung soll auf einer genau definierten Reflexion des Schalls an den Wänden beruhen.

▼ **Tschechoslowakische Elektronenmikroskope** wurden von wissenschaftlichen Instituten Hollands und Australiens bestellt. Seit 1957 wurden sie bereits in mehr als 20 Länder exportiert. Besonderheiten des Typs BS 242 A sind seine Luftkühlung und die geringen Abmessungen trotz großer Leistung.

▼ **Der Varactor-Verstärker** der Raytheon Comp., ein nicht ganz 2,5 cm langes elektronisches Bauelement, soll geeignet sein, als Verstärker in Radarsystemen deren effektiven Aufnahmebereich um die Hälfte zu erweitern. Er nimmt schwächste Signale, beispielsweise Radarechos, auf und verstärkt sie, ohne gleichzeitig den Störpegel mit zu erhöhen.

▼ **Ein Präparat gegen Strahlenschäden** wurde im Institut für Strahlenbiologie in Karlsruhe entwickelt. Falls es rechtzeitig benutzt wird, soll es Strahlenschäden zu 90 bis 95% verhüten. Bei Strontium- und Cäsiumstrahlen reicht es zur Abwehr von Schäden allerdings noch nicht aus.

▼ **Einen Atomreaktor** wird die Sowjetunion an Indonesien liefern.

▼ **Zwillingstransistoren** mit gemeinsamem Kollektor bietet die amerikanische Firma RCA an. Durch den gemeinsamen Herstellungsgang sollen beide Systeme weitgehend gleiche Daten haben.

▼ **Ein neuartiger, nur 40 Pfund schwerer Atomkleinstreaktor,** der Wärme direkt in elektrische Energie umwandelt, wird im Forschungs- und Entwicklungszentrum der US-Luftwaffe in Albuquerque auf seine Betriebsleistungen getestet. Das nur 25 cm hohe tragbare Gerät, das von der „Westinghouse Electric Corporation" entwickelt wurde, ist so konstruiert worden, daß es unbeaufsichtigt rund ein Jahr in Betrieb gehalten werden kann. Es soll als Stromaggregat für unbemannte Funkfeuer- und Wetterstationen verwendet werden.

▼ **Ein neues Studio** soll im Hinblick auf die 1964 in Österreich stattfindenden Olympischen Winterspiele in Innsbruck errichtet werden.

▼ Mit dem Bau **eines neuen Farbfernsehzentrums** wird in diesem Jahr in Kiew begonnen.

▼ **In Schweden** soll das 27-MHz-Band für den persönlichen Funkverkehr freigegeben werden. Wie in Amerika soll man in diesem Band für Geräte geringer Reichweite ohne besondere Prüfung eine Lizenz erhalten.

▼ **Die Produktion von Farbfernsehgeräten** betrug in den USA im vergangenen Jahr 140 000 Stück, während im gleichen Zeitraum 6 Mio Empfänger für das Schwarz-Weiß-Fernsehen abgesetzt wurden.

▼ Die BBC Television London drehte in Co-Produktion mit dem Deutschen Fernsehfunk einen **Dokumentarfilm über das „Berliner Ensemble".**

▼ **Nur noch 33⅓ U/min** für die 17-cm-Schallplatte, das ist die Tendenz in Amerika. Damit würde die 45-Upm-Platte nach und nach verschwinden, wie seinerzeit die 78er Platte.

▼ **30 bis 60 Minuten stereofonische Sendungen** werden in Rom, Mailand, Turin und Neapel täglich über den Drahtfunk verbreitet.

▼ **In den USA** wird noch in diesem Jahr eine neue Mikrowellenrichtfunkstrecke quer durch die USA verlegt. Mit Hilfe von 260 Relaisstationen werden einschließlich aller Abzweigungen 8000 km Entfernung überbrückt.

▼ **Der TV-Sender in Krasnowodsk** (Turkmenische SSR) erhält die Fernsehsignale mittels Ballempfang vom Fernsehzentrum Baku über eine Entfernung von 300 km und strahlt sie wieder einwandfrei aus.

▼ **Schallplatten aus Polyvinylazetat** werden künftig in der Rumänischen Volksrepublik hergestellt. Im Chemiewerk von Turda wurden die ersten Mengen dieses neuen Grundstoffes für die Schallplattenindustrie erzeugt.

▼ Von in großen Höhen fliegenden meteorologischen Flugzeugen aus zu startende **Windsonden** sollen für den amerikanischen Wetterdienst wichtige Daten sammeln. Alle Informationen über Windgeschwindigkeiten, Windrichtungen, Sturmzentren usw. werden von der Sonde zum Mutterflugzeug gefunkt und dort von einem Rechner ausgewertet. Sie gehen dann sofort an das zentrale Wetterbüro weiter.

Moderne Strahlenprüfstation in Magdeburg

Eine moderne Anlage zum Prüfen von Großkesselaggregaten und Anlageteilen für Kernkraftwerke mit Hilfe von hochenergetischen Röntgen- und Gammastrahlen wird im VEB Schwermaschinenbau „Karl Liebknecht" in Magdeburg errichtet. Zum Einsatz kommt dabei u. a. ein von der Tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften entwickeltes Industriebetatron mit einer Energie von 15 Mio Elektronenvolt. Mit diesem Betatron können selbst kleinste Fehlstellen in Schweißnähten entdeckt werden.

Für die Reparatur gedruckter Schaltungen

In Amerika sind verschiedene Firmen dazu übergegangen, ihre Kleingeräte mit gedruckter Schaltung zur Erleichterung der Reparatur mit sogenannten „Trace-Karten" zu versehen. Damit sollen die Reparaturen verkürzt werden und auch von weniger geschulten Kräften durchzuführen sein. Diese Karten aus Karton oder Plastik werden auf die Rückseite der gedruckten Leitungsplatte gelegt. Durch Lochung und sinnvolle Beschriftung wird durch die Karte der Fehlersuchablauf vorgeschrieben, dabei können auch mehrere Karten für ein Gerät verwendet werden.
Die Karten der Firma Philco sind z. B. vierfarbig gedruckt. Die Einzelteile und die Gleichspannungen an den wichtigsten Meßpunkten sind schwarz aufgedruckt. Die hochfrequenzführenden Punkte und Strompfade (1600 kHz) sind blau markiert, die Zwischenfrequenz von 455 kHz ist rot gekennzeichnet. Die mit 400 Hz zu überprüfenden Niederfrequenzkreise sind grün angegeben.

Anwendung von Ultraschall

Beim gegenwärtigen Entwicklungsstand der Technik kann durch weitgehende Verwendung des Ultraschalls in der Industrie die Arbeitsproduktivität in der mechanischen Stoffbearbeitung um vieles erhöht werden, erklärte der bekannte sowjetische Fachmann für Radioelektrik, Axel Berg.
Im vergangenen Jahr wurde in der Sowjetunion mit dem Serienbau von typisierten technologischen Ultraschallausrüstungen und Ultraschallquellen begonnen. Zur Untersuchung von Ultraschallerscheinungen ist im Moskauer akustischen Institut ein übermächtiger Ultraschallkonzentrator gebaut worden, der eine Energiekonzentration von 50000 W pro km² ermöglicht.

Ultraschallreinigungseinrichtungen

wurden im Institut für Automatisierung und Mechanisierung in der ČSSR entwickelt. Der vollautomatische Reinigungsapparat UCJ-2 ist zum Reinigen von kleinen und Miniaturbestandteilen von Maschinen bestimmt. Dieser Reinigungsapparat ermöglicht die volle Automatisierung der Schlußoperationen bei der Erzeugung kleiner Bestandteile.

Ultraschallschweißgerät

Die amerikanische Firma International Ultrasonics hat ein Ultraschallschweißgerät entwickelt, mit dem man Aluminium- und andere Metallfolien verschweißen kann. Ein Generator speist verschiedene Schweißköpfe. Das Gerät kann sowohl mit sich querbewegenden Köpfen für Arbeiten der laufenden Bahn benutzt werden als auch mit feststehenden Köpfen für das Verschweißen von Verpackungen oder für längsweises Arbeiten an einem sich kontinuierlich bewegenden Materialstrang. Eine besondere Vorrichtung regelt automatisch die Schweißfrequenz und ermöglicht dadurch die Gleichmäßigkeit der Qualität.

Mit Hilfe von Ultraschall

und Fernsehkameras lassen sich unbemannte Werkstore öffnen und schließen. Autos, die solche Tore passieren müssen, erhalten Ultraschallhupen. Wenn sie vor dem Tor ein Signal geben, wird bei der nächsten besetzten Pforte ein Fernsehgerät zur Kontrollbeobachtung eingeschaltet, das Tor geöffnet und gleichzeitig das Tor in Gegenrichtung durch rotes Licht gesperrt.

Ferngesteuerte Traktoren

In letzter Zeit werden in der Sowjetunion in verstärktem Maße durch Funksignale ferngesteuerte Traktoren eingesetzt. Das Prinzip der Funksteuerung von Fahrzeugen ist nicht neu und wurde schon vor längerer Zeit versuchsweise angewandt.
Die Vorteile der sowjetischen Erprobungen liegen darin, daß durch eine Person vier Traktoren von einem bestimmten Bedienungspunkt aus gleichzeitig gelenkt werden, was einer Einsparung von drei Schlepperfahrern entspricht. Der Einsatz der verschiedenen am Schlepper montierten Arbeitsgeräte (Pflug, Egge usw.) wird ebenfalls durch Funkspruch dirigiert. Im Traktor sind drei Anlagen eingebaut: Ein hydraulisches, ein elektrisches und ein Funksteuersystem.
Vom Bedienungspult (Sender) können jeweils sechs Signale mit Frequenzen zwischen 200 und 300 MHz ausgestrahlt werden. Der Bedienungsmann ist weder der Anstrengung des Fahrens noch dem Wetter ausgesetzt.

Für elektronische Datenverarbeitungsanlagen

wurde in Westdeutschland ein neuartiges Speicherelement entwickelt. Der Datenspeicher besteht aus einem Metallfilm, der — auf einer dünnen Glasplatte aufgetragen — nur ein Millionstel Zentimeter stark ist. Dieser Dünnfilm wird als Niederschlag von Metalldämpfen mit magnetischen Eigenschaften auf die Glasplatte gebracht. Er besitzt die Eigenschaft, seinen Magnetisierungszustand innerhalb einer Nanosekunde zu ändern. Mit dieser Geschwindigkeit können jetzt Informationen gespeichert und für die erforderlichen Rechenoperationen abgelesen werden.

Ein winziges Radiotelemeter

zur Diagnostizierung anormaler Symptome innerhalb des menschlichen Körpers wurde von Wissenschaftlern der Universität Tokio entwickelt.
In dem Gerät, das der Patient verschluckt, befinden sich drei Kondensatoren, ein Halbleiter und eine Spule. Es wird in Verbindung mit einem an der Außenwelt befindlichen Apparat verwendet, in dem sich ein Sender, eine Empfangsanlage, Antennen und Aufzeichnungsvorrichtungen befinden.
Die Kapsel enthält im Gegensatz zu ähnlichen bekannten Geräten keine Batterie. Der drahtlose Apparat, auch „Echokapsel" genannt, mißt 6,7 mm im Durchmesser, 18 mm in der Länge und wiegt 0,88 p.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 1. JULIHEFT **13** 1961

„SCHMALSPUR ODER FLÄCHE":

Stellungnahmen und Diskussion

Zu unserem Leitartikel im Heft 5 (1961) von Herrn Dipl.-Ing. K. Schlenzig erhielt die Redaktion eine Anzahl von Zuschriften, von denen wir einige für so bedeutend halten, daß wir sie auszugsweise veröffentlichen.

Als Erstem geben wir Herrn Ing. Dietmar Brucke, Mühlhausen/Thüringen, das Wort: Alle Verantwortlichen für die Ausbildung junger Menschen an Hoch- oder Fachschulen sollten sich mit diesem Problem intensiv befassen, weil es wirklich viele Ingenieure gibt, die sich gerne auf einem bestimmten Fachgebiet weiterqualifizieren möchten, um in der Industrie oder in den Entwicklungslaboratorien ihre Aufgaben besser lösen zu können. So geht es mir und einigen meiner Kollegen im VEB Röhrenwerk Mühlhausen. Im Werk für Fernsehelektronik Berlin, im Funkwerk Erfurt, im Röhrenwerk Neuhaus und im Röhrenwerk Mühlhausen sowie im Röntgenröhrenwerk Rudolstadt arbeiten sehr viele Ingenieure auf dem Gebiet der Hochvakuumtechnik, die nie für dieses auch für die Zukunft so wichtige Fachgebiet direkt ausgebildet wurden. Ganz gleich, ob sie ihre Ausbildung im Direktstudium oder im Fernstudium erhielten, sie wurden fast alle für die Fächer Hochfrequenztechnik, Technologie der Feinwerktechnik, Maschinenbau oder Elektromaschinenbau ausgebildet. Natürlich eigneten sie sich im Laufe der Jahre Erfahrungen auf dem Gebiet der Hochvakuumtechnik an, aber genügt denn dies auch für die Zukunft? Wir meinen: „nein". Das bestehende Interesse, sich für das Fachgebiet Hochvakuumtechnik ausbilden zu lassen, kann aber nur dann befriedigt werden, wenn man sich dazu entschließt, 4—5 Jahre ein Direktstudium oder 7—8 Jahre ein Fernstudium an der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau aufzunehmen. Ein Teil junger Ingenieure würde sich vielleicht noch dazu entschließen, die eine oder die andere Möglichkeit auszunützen; doch wie sieht es bei denen aus, die das 30. Lebensjahr bereits überschritten haben, verantwortungsvolle Tätigkeit in der Industrie oder im Labor ausführen und größtenteils eine Familie daheim haben, die sowieso den Mann bzw. den Vater sehr wenig sieht. Diese Ingenieure — z. T. haben sie nach einem 5jährigen mühevollen Fernstudium an einer Ingenieurschule ihre Abschlußprüfung bestanden — wollen einfach nicht mehr ein 7—8jähriges Fernstudium an einer Hochschule aufnehmen, nur um Spezialkenntnisse auf dem Gebiet der Hochvakuumtechnik zu erhalten. An ein Direktstudium ist aus mehreren Gründen überhaupt nicht zu denken, nicht zuletzt auch deshalb, weil viele der infrage kommenden Kollegen in der Industrie oder in den Labors für diese Zeit fehlen würden und kaum ersetzt werden könnten.

Wie könnte man nun unserer Meinung nach helfen, uns die nötigen Spezialkenntnisse für das Fachgebiet Hochvakuumtechnik zu vermitteln? Wir sehen zwei Möglichkeiten. Die erste wäre die Einführung eines 1—2jährigen Fernstudiums an einer für das Fachgebiet Hochvakuumtechnik geeigneten Ingenieurschule. Damit könnten alle interessierten Ingenieure unseres Industriezweiges die für ihren Beruf nötigen Fachkenntnisse gelehrt bekommen und wären nach bestandener Prüfung Ingenieure für die Hochvakuumtechnik.

Die zweite Möglichkeit wäre die Einführung eines 3—4jährigen Fernstudiums mit Hochschulabschluß an der Hochschule Ilmenau speziell für das Fachgebiet Hochvakuumtechnik. Auch dafür würden sich bestimmt eine ganze Menge Ingenieure gewinnen lassen, zumal zumindest für die Röhrenwerke im Thüringer Raum (Erfurt, Rudolstadt, Neuhaus und Mühlhausen) die Durchführung von Konsultationen direkt an der Hochschule in Ilmenau in geringen Zeitabständen leicht möglich wäre, während für den Berliner Raum die Einrichtung eines Konsultationspunktes der Hochschule Ilmenau auch möglich sein müßte.

Schon lange befassen sich einige Ingenieure im VEB Röhrenwerk Mühlhausen mit diesen Möglichkeiten. Die bisher geführten Aussprachen mit Vertretern der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau führten jedoch noch nicht zu dem gewünschten Erfolg. Hinweise an unsere VVB, sich dafür mit einzusetzen, blieben bisher auch noch ungehört.

Was wir wollen, ist weiter nichts, als daß man uns die Möglichkeit schafft, unser Wissen für unser Fachgebiet ohne unnötige Belastungen zu erweitern.

Herr Karl Wattenbach betont ganz besonders die Bedeutung eines umfassenden mathematischen Grundlagenstudiums:

Das Problem der Weiterbildung nach Abschluß eines Fachschulstudiums ist aktuell, und zwar nicht erst seit heute. Über das „Wie" der Weiterbildung gibt es sehr vielfältige Meinungen. Unterrichtskurse sind die eine, Fernstudium die andere Methode. Wieviel Zeit verbleibt aber dem Fernstudenten z. B. zur Lektüre der Fachpresse seines Arbeitsgebietes? Ist er in der Lage, sich über angrenzende Fachgebiete ausreichend zu orientieren? Wieviel ist Ballast, den er während des Fernstudiums erlernt, um ihn spätestens ein halbes Jahr nach der Abschlußprüfung wieder zu vergessen! Diese Dinge stellen rein formales Wissen dar, ohne großen Bildungsgehalt. Herrn Schlenzigs Vorschlag, den in der Höchstfrequenztechnik beschäftigten Fachschulingenieur in der Dezitechnik weiterzubilden, möchte ich dahin erweitern, daß man aus dem Gebiet der Hochfrequenztechnik und Elektronik Gemeinsamkeiten herausarbeitet und Abendkurse einrichtet, die als Themen z. B. moderne Netzwerktheorie behandeln. Parallel da-

zu könnte ein Kurs laufen, der die Mathematik in einer Form bringt, die es gestattet, mit der Netzwerktheorie wirklich zu arbeiten. Sicher würden solche Kurse ein wertvoller Beitrag zur Qualifizierung der Arbeit sein. Meine eigenen Eefahrungen haben gezeigt, daß es nicht so sehr auf eine Weiterbildung in Spezialfächern ankommt, sondern auf eine möglichst breite theoretische Grundlage. Diese erst ermöglicht es, sich in Spezialgebiete einzuarbeiten. Eine bezeichnende Äußerung in diesem Sinne scheint mir eine Stelle im Vorwort des Cauer: „Theorie der linearen Wechselstromschaltungen" zu sein.

K. W. Wagner schreibt dort sinngemäß, die Cauer'schen Untersuchungen seien den Mathematikern zu elektrisch, den Elektrikern zu mathematisch. Oft wird das Verständnis eines Zeitschriftenartikels erschwert oder gänzlich vereitelt, weil die mathematischen Grundlagen fehlen. Dabei endet die Mathematik in der Fachschule nach dem zweiten Studienjahr. Gibt das nicht ein wenig zu Bedenken Anlaß!

Die KDT hätte sicher Möglichkeiten, durch gut organisierte Kurse die Lücken der theoretischen Ausbildung der Fachschulingenieure schließen zu helfen. Interessenten fänden sich bestimmt; auch solche, die bereit wären, einen angemessenen Unkostenbeitrag zu zahlen. Die Zeit drängt, diese Probleme in Angriff zu nehmen!

Die offizielle Stellungnahme der Arbeitsgruppe Ingenieurweiterbildung der Zentralleitung der Kammer der Technik gibt Herr Helmut Killiches ab. Er wählt die Form eines Offenen Briefes an Herrn Dipl.-Ing. K. Schlenzig.

Mit Ihrem Artikel „Schmalspur oder Fläche" im Heft 5 (1961) von radio und fernsehen schneiden Sie einen Fragenkomplex an, der einer Erörterung wert ist.

Wir wollen deshalb auch die Gelegenheit wahrnehmen und zu einigen Fragen ihres Artikels Stellung nehmen:

Wir wollen dabei auch von dem Anlaß ausgehen, der Sie zu dem vorliegenden Artikel anregte: Die Nachricht, daß einer Ihrer Kollegen das begonnene Studium aufgegeben hat, gab Ihnen den Anstoß zu Überlegungen über die Ursachen für diese schwerwiegende Entscheidung.

Diese Sorge um die weitere Entwicklung Ihres Kollegen, um dessen echte Qualifizierung, schätzen wir als sichtbaren Ausdruck der neuen Beziehungen ein, die unter unseren gesellschaftlichen Verhältnissen entstanden sind.

Leider kommen Sie bei der Suche nach den Ursachen für die schwerwiegende Entscheidung Ihres Kollegen aber nicht allzu weit. Außer der kurzen Begründung „die Belastung war zu groß", finden wir keine näheren Angaben über die Umstände, unter denen Ihr Kollege studiert hat bzw. welche Entwicklung bzw. Leistungen er zu verzeichnen hat.

Leider ist Ihre Feststellung so allgemein und unkonkret, daß sie in keiner Weise Ansatzpunkte für eine rasche Hilfe und Unterstützung bietet.

Die Belastung kann z. B. durch Überlastung Ihres Kollegen durch betriebliche oder gesellschaftliche Aufgaben, infolge ungenügender Unterstützung durch den Betrieb, durch die zuständige Hochschule oder die Angehörigen seiner Seminargruppe, vielleicht aber auch durch mangelhaftes Verständnis des Ehepartners für das Fernstudium entstehen. Viele Faktoren und Umstände können selbst die ernsthaftesten Bemühungen um ein erfolgreiches Studium erschweren oder zunichte machen, vor allem dann, wenn der Student keine Bindung zum Kollektiv mehr hält und allein den schwierigen und beschwerlichen Weg zum Studienziel zu gehen sucht.

Über diese Ursachen hofften wir mehr von Ihnen zu erfahren, denn nur dann ist es möglich, die kollektive Hilfe für diesen Kollegen zu organisieren, damit er sein Studium weiterführen und ordnungsgemäß abschließen kann, zumal es sich, wie aus Ihrer Schilderung zu entnehmen ist, bei diesem Kollegen um einen „alten" erfahrenen Praktiker handelt.

Statt dessen finden Sie die Ursachen für die Entscheidung Ihres Kollegen, sein Studium abzubrechen, im System unserer Hochschulbildung, wenn Sie folgendes Thema zur Diskussion stellen:

„Ist eine Reduzierung der 7jährigen Dauer des Hochschulfernstudiums möglich, wenn auf eine Reihe allgemeinbildender Fächer verzichtet, bzw. deren zeitlicher Aufwand verringert und dafür eine weitergehende Spezialisierung der Fachrichtungen vorgenommen wird?"

Die gleiche Frage läßt sich auch auf folgenden Nenner bringen:

Ist es richtig, den Studenten unserer Hochschulen in einem „zeit- und nervenraubenden Hochschulstudium neben der Arbeit" die Aneignung eines Überblick vermittelnden Fachwissens zu ermöglichen oder sie von vornherein zu Spezialisten zu entwickeln?

Zur Beantwortung dieser Frage wollen wir einen berufenen Wissenschaftler zitieren: Prof. Dr. Dr. h.c. P. A. Thiessen, Mitglied des Staatsrates und Vorsitzender des Forschungsrates der DDR, schreibt dazu in seinen Ausführungen über die „Perspektiven der Technik in der DDR in den nächsten Jahren" in der Zeitschrift „Die Technik", Heft 1/1961 S. 5: „Man ist geneigt, ··· ihnen (unseren jungen Menschen; H. K.) ein sehr großes und spezielles Wissensgut zu vermitteln...". Aber „wenn das eintrifft, was wir erstreben, daß unsere Technik jeweils dem höchstmöglichen Stand der naturwissenschaftlichen Erkenntnis folgt, dann kommt das, was auf Fach- und Hochschulen an Einzelwissen gelehrt werden kann, immer etwas verspätet. Viel wesentlicher ist doch, den jungen Menschen ein sehr bewegliches Grundwissen beizubringen, sie zu lehren, wie man dieses Wissen erwirbt und wie man es grundsätzlich anwendet. Das ist der Weg von der Ausbildung zur Bildung..." Diesen Forderungen entspricht auch die Grundkonzeption der Bildungs- und Erziehungsarbeit an den Hochschulen und Universitäten. Das Studium ist auf den Erwerb eines breiten und tiefen Grundlagenwissens und der wissenschaftlichen Arbeitsmethodiken gerichtet; sie bilden die Basis für die in den oberen Studienjahren einsetzende Spezialisierung, die aber nicht überspitzt werden darf. Das bedeutet aber nicht, daß es in der sozialistischen Volkswirtschaft etwa keine Spezialisten mehr geben sollte; im Gegenteil! Aber Spezialist wird man nicht im Studium, sondern in der Tätigkeit in der sozialistischen Volkswirtschaft.

Diese Konzeption gilt selbstverständlich für alle Studienformen des Hochschulstudiums, also auch für das Fernstudium. Es hätte uns sehr interessiert, auf welche allgemeinbildenden Fächer man Ihrer Meinung nach verzichten bzw. für welche Fächer der zeitliche Aufwand verringert werden sollte. Da unserer Kenntnis nach nur die Studienfächer „Marxismus-Leninismus" und „Russische Sprache" in diese Kategorie fallen, halten wir in Anbetracht der besonderen Bedeutung dieser beiden Fächer für die Ausbildung sozialistischer Hochschulkader Ihren Vorschlag für ungeeignet, durch die Streichung dieser Fächer bzw. durch Kürzung der dafür zur Verfügung stehenden Studienzeit eine „Verbesserung" der Ausbildung erreichen zu wollen.

Das bedeutet aber nicht, daß eine Verkürzung des 7jährigen Hochschulfernstudiums prinzipiell unmöglich ist. Das Staatssekretariat für das Hoch- und Fachschulwesen, verschiedene Hochschulen und nicht zuletzt die Kammer der Technik bemühen sich ständig, das Hochschulstudium zu verbessern und dabei auch Möglichkeiten zu erschließen, das Studium bei Sicherung der Qualität der Ausbildung nach Möglichkeit weiter zu verkürzen. Die Einführung kombinierter Studienformen ist ein Ergebnis solcher Bemühungen.

Das Staatssekretariat für das Hoch- und Fachschulwesen hat vor einiger Zeit begonnen, in einigen technischen Fachrichtungen des Hochschulstudiums spezielle Studienformen bzw. -gänge für Fachschulingenieure einzurichten, die ohne Unterbrechung der beruflichen Tätigkeit einen Hochschulabschluß erwerben sollen. In diesen geschlossenen Studiengruppen ist es möglich, die spezielle Vorbildung der Fachschulingenieure und ihre Berufserfahrungen als Ingenieur für das Hochschulstudium besser zu nutzen als in Studiengruppen mit Bewerbern mit anderer Vorbildung (z. B. Abitur mit bzw. ohne abgeschlossene Berufssausbildung u. ä.). In diesen Studiengruppen ist dann auch eine verhältnismäßig große Verkürzung der Studiendauer möglich, ohne etwa das Niveau der Ausbildung zu senken.

Wir erlauben uns, Ihnen vorzuschlagen, die Diskussion über diese Fragen in unserer Arbeitsgruppe, zu der wir Sie einladen wollen, weiterzuführen. Wir hoffen, dabei Gelegenheit zu finden, die vorliegende Frage ausgiebig und konkret besprechen zu können und noch weitere Fragen aus Ihrem Artikel, zu denen wir uns aus Zeit- und Raumgründen nicht äußern können, einer Klärung zuzuführen. Wir würden uns sehr freuen, wenn sich aus diesem ersten Kontakt eine weitere Zusammenarbeit in den uns gemeinsam berührenden Fragen ergeben könnte.

Zu dieser Stellungnahme der KDT ist einiges zu sagen. Die KDT ist — worauf auch schon Herr Wattenbach hinwies — das berufene Organ, um das Problem der fachlichen Weiterbildung zu untersuchen und die Forderungen der technischen Intelligenz dem Staatssekretariat für Hochschulwesen vorzutragen.

Umso bedauerlicher ist es, daß der Sprecher der Arbeitsgruppe Ingenieurweiterbildung buchstäblich erst im drittletzten Absatz seiner Stellungnahme zu dem eigentlichen Thema kommt, um dann im vorletzten Absatz wirklich interessante Hinweise zu geben. Die ausführliche Diskussion des von Herrn Dipl.-Ing. Schlenzig

nebenbei erwähnten Falles eines Kollegen, der das Fernstudium wieder aufgab, ist u. E. völlig abwegig, weil es hier nicht um Einzelschicksale, sondern um grundsätzliche Probleme geht.
Die Existenz dieser Probleme wird freilich einfach geleugnet, wenn Direktstudium und Fernstudium in der Konzeption kurzerhand gleichgesetzt werden. Es entspricht durchaus unserer Ansicht, daß es richtig ist, dem jungen Direktstudenten ein möglichst umfassendes Grundwissen sowie die Kenntnis, wie Wissen anzuwenden ist, zu vermitteln. Das ist auch von Herrn Dipl.-Ing. Schlenzig ausdrücklich unterstrichen worden. Es geht ja gerade darum, zwischen dem jungen Direktstudenten und dem älteren Fernstudenten zu differenzieren, der bereits Ingenieur ist, aber auf Grund seiner Tätigkeit das Bedürfnis empfindet, sich nunmehr auf einem Spezialgebiet umfassend und systematisch zu qualifizieren und den Erwerb dieser Qualifikation möglichst durch ein staatlich anerkanntes Abschlußexamen zu dokumentieren.
Ferner spricht es nicht für die Informiertheit des Verfassers, daß er vorschlägt, im Fernstudium (um das es ja in der ganzen Diskussion geht) den russischen Sprachunterricht fallen zu lassen, der schon längst nicht mehr gegeben wird. Wir bedauern diese Oberflächlichkeit und Uninformiertheit in der Stellungnahme einer so bedeutenden Organisation wie der KDT, zumal da wir wissen, daß in der Arbeitsgruppe Ingenieurweiterbildung der Zentralleitung der KDT sehr ernsthaft diskutiert wird. Die am Schluß des Beitrags erwähnten Pläne des Staatssekretariats, die sicher nicht ohne die KDT entstanden sind, scheinen durchaus einen Lösungsweg für die zur Diskussion stehende Problematik zu zeigen.

Zum Schluß nimmt Herr Horst Käßner, Leipzig, Stellung:

Ich bin fünf Jahre als Laboringenieur in einem Entwicklungslabor für Trägerfrequenztechnik tätig und fühle mich verpflichtet, zu dem Artikel von Herrn Dipl.-Ing. K. Schlenzig Stellung zu nehmen. Die Zeit ist reif, daß eine solche Diskussion über die Weiterbildung der Fachschulingenieure, die heute verantwortliche Stellen in den Entwicklungslabors, Prüffeldern und in der Technologie einnehmen, geführt werden muß. Ein siebenjähriges Fernstudium oder fünfjähriges Abendstudium an der TH ist natürlich nicht die Lösung des Problems. Es ist klar, daß ein Ingenieur, will er mit der Entwicklung Schritt halten und eine optimale Leistung auf seinem Spezialgebiet hervorbringen, sich fortbilden muß. Die Grundlage hierzu bietet ihm die technische Dokumentation. Aber gerade dort sind die Anforderungen an den Leser in den letzten Jahren gestiegen. Neue Berechnungsmethoden, wie Matrizen-, Korrelationsrechnung, Laplace-Transformation usw. werden immer mehr zum Rüstzeug des erfolgreichen Ingenieurs. Sattelfestes Grundwissen in dieser Richtung kann aber nur, mit gutem Wirkungsgrad, von einer Schule pädagogisch fundiert vermittelt werden, und zwar hätte das zielstrebig, in ständiger Wechselbeziehung mit der praktischen Anwendung, zu erfolgen. Das setzt voraus, daß die Schulen über einen ausgezeichneten Lehrkörper verfügen, der dem Fernstudenten in Form der Lehrbriefe und der Konsultationen ausgezeichnetes Fachwissen bieten kann. Man sollte hier erste Fachleute der Industrie mit einspannen.
Leistungssteigerung beim Ingenieur bedeutet heute, aber noch mehr in der Zukunft, Spezialisierung auf ein bestimmtes Fachgebiet. Ist es dann noch ökonomisch zu begründen, wenn dem Fernstudenten, der von der Ingenieurschule her ein gutes Wissen besitzt, jahrelang die Spezialausbildung zugunsten des technischen Allgemeinwissens vorenthalten wird? Das ist in der Praxis Verschleiß an wertvoller Zeit und Arbeitskraft.
Es würde mich freuen, und ich glaube auch im Namen vieler Kollegen zu sprechen, wenn eine Lösung auf diesem Gebiet im Sinne des Fortschritts gefunden wird.

Wir möchten betonen, daß wir mit diesen Beiträgen die Diskussion nicht als abgeschlossen betrachten.

Die Redaktion

Bemerkungen zu den Begriffen „Welligkeit" oder „Stehwellenverhältnis"

In der deutschsprachigen Literatur werden statt des Wortes „Welligkeit", als Abkürzung für Welligkeitsfaktor, ohne Notwendigkeit die Ausdrücke „Stehwellenverhältnis" bzw. „Koeffizient stehender Wellen" verwendet. Beide Ausdrücke sind wörtliche Übersetzungen aus der englischen bzw. russischen Sprache. Sie sind weder sprachlich befriedigend oder gar schön noch physikalisch-technisch unter Beachtung des üblichen deutschen Sprachgebrauchs erforderlich.
Es soll daher nochmals auf die im Entwurf TGL 0-47 301, Bl. 2 vom Februar 1960 „Begriffe der Hochfrequenz-Leitungstechnik/ Leitungsanpassung", enthaltenen Definitionen hingewiesen werden. Diese Definitionen gehen vom Verhalten einer Welle auf einer Hochfrequenzleitung, „einschließlich Wellenleiter mit eindeutigem Wellentyp", aus, wenn diese nicht reflexionsfrei abgeschlossen ist. Dann wird bekanntlich eine Teilwelle am Abschluß (Verbraucher) reflektiert und läuft zum Leitungseingang zurück. Es findet also eine Überlagerung der hinlaufenden und der reflektierten Welle statt. Dieser Zustand wird quantitativ durch die Größen „Welligkeitsfaktor", abgekürzt „Welligkeit", bzw. dessen Kehrwert „Anpassungsfaktor" und „Reflexionsfaktor" beschrieben.
Danach wird als Welligkeit im einfachsten Fall der Quotient des Maximalwertes U_{max} und des Minimalwertes U_{min} der Spannung mit dem Formelzeichen „s" definiert:

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}}.$$

Unter dem Anpassungsfaktor $m = 1/s$ wird der Reziprokwert der Welligkeit verstanden:

$$m = \frac{1}{s} = \frac{U_{min}}{U_{max}}.$$

Diese Definitionen gelten ebenso für die Maximal- bzw. Minimalwerte E der elektrischen Querfeldstärke bzw. der Ströme I und der magnetischen Querfeldstärke H.
In dem TGL-Entwurf heißt es dazu ausdrücklich, daß die deutsche Übersetzung „Stehwellenverhältnis" des englischen Begriffs, der in der Literatur teils für „s" und teils für „m" angewendet wird, nicht empfohlen wird! Das gilt sinngemäß für den Begriff „Koeffizient stehender Wellen" als Übersetzung aus dem russischen.
Während die Welligkeit s alle Werte zwischen $1 \cdots \infty$ annehmen kann, liegt m zwischen $0 \cdots 1$, wird also wegen seiner besseren Eignung vornehmlich zur Darstellung in Kurven und Diagrammen genommen. Im Sprachgebrauch der Antennenfachleute wird dagegen noch weitgehend ein dem Formelzeichen s entsprechender Ausdruck gebraucht.
Diese beiden Größen — Welligkeit und Anpassungsfaktor — kann man unmittelbar bei Verwendung einer Meßleitung durch Abtasten des Spannungszustandes längs der Leitung ermitteln.
Dagegen ist eine Messung des Reflexionsfaktors, nämlich des Quotienten des Betrages der Spannung der reflektierten Welle und des Betrages der Spannung der hinlaufenden Welle nur mit einem Reflektometer möglich, das beide Werte getrennt zu messen gestattet. Auch hier gilt wieder, daß prinzipiell an Stelle der Spannung die Werte für den Strom, die elektrische bzw. magnetische Querfeldstärke genommen werden können.
Wichtig ist noch der Zusammenhang zwischen dem Betrag des Reflexionsfaktors r und den vorher gewonnenen Größen s bzw. m:

$$r = \frac{s - 1}{s + 1} = \frac{1 - m}{1 + m}.$$

Ergänzend sei bemerkt, daß der TGL-Entwurf auch die Verwendung des Begriffs Fehlanpassung s—1 bzw. 1—m nicht empfiehlt. Die mangelnde Anpassung einer Leitung soll qualitativ durch den Betrag des Reflexionsfaktors angegeben werden.
Im Interesse der allgemeinen Verständlichkeit der Begriffe und des einheitlichen Sprachgebrauchs empfiehlt sich daher die Anwendung der in dem TGL-Entwurf enthaltenen Definitionen!

Dr. Rohde

Neue UHF-Tuner und Konverter

Mit dem Erscheinen einer neuen Dezimeterwellentriode in Spanngittertechnik, der EC 88 bzw. PC 88 werden auf dem Markt der Deutschen Bundesrepublik auch neue UHF-Tuner bzw. -Konverter für Fernsehgeräte angeboten. Die Verbesserungen durch die neue Röhre (sie ist auf den Seiten 400 u. 401 beschrieben) sind relativ gering. Immerhin ist durch die u. a. wesentlich kleinere Gitterinduktivität der EC 88 gegenüber der EC 86 die Rückwirkung zwischen Eingangs- und Ausgangskreis ebenfalls geringer. Auch die Rauschzahl der Tuner mit der E/PC 88 ist — besonders zum hochfrequenten Bandende — etwas kleiner, die Erweiterung des Empfangsbereichs bis 960 MHz mit der neuen Röhre ist möglich.

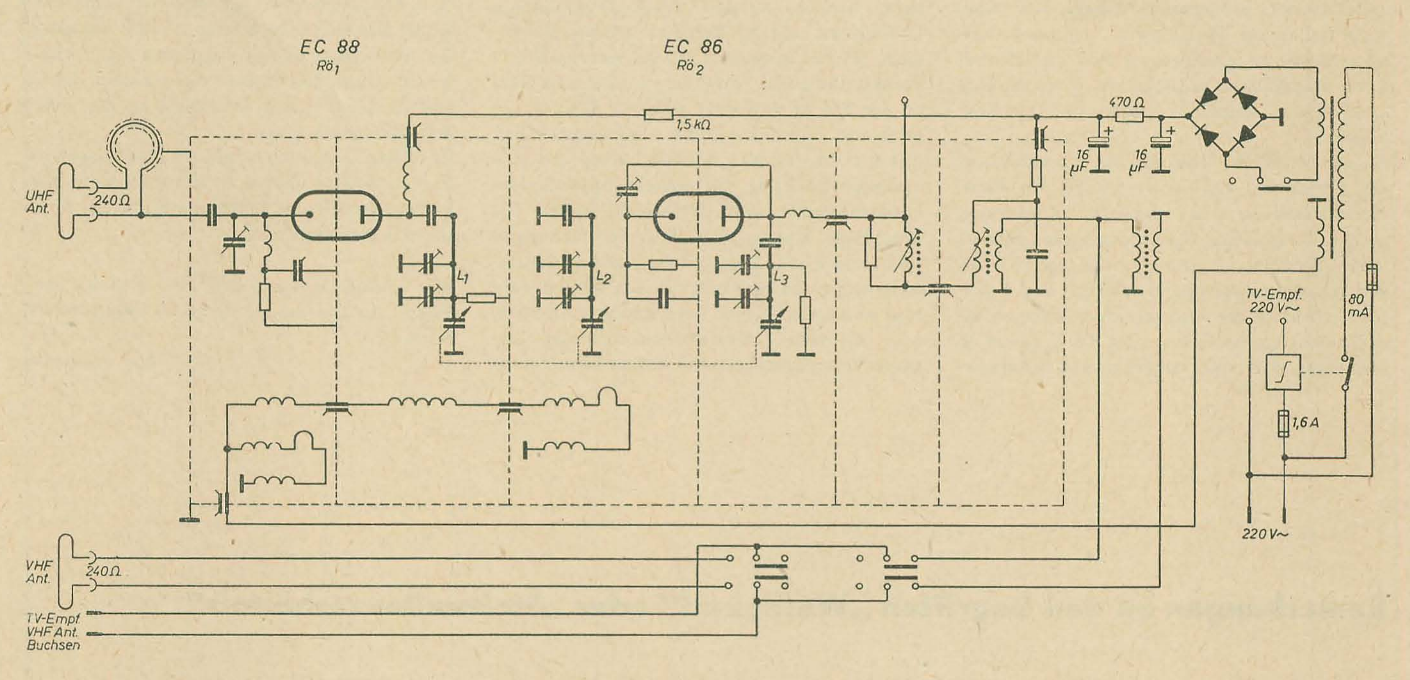


Bild 1: Prinzipschaltbild des Graetz-Konverters mit der neuen Spanngittertriode EC 88

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild eines Konverters von Graetz mit der EC 88 als HF-Vorstufe. Die Wirkungsweise darf als bekannt vorausgesetzt werden: Die Leitungskreise L_1 und L_2 sind miteinander gekoppelt und bilden ein Bandfilter zwischen der Vorstufe $Rö_1$ und der selbstschwingenden Mischröhre $Rö_2$. Die selbstschwingende Mischstufe (ebenfalls in Gitterbasisschaltung) ist über eine Koppelschleife an das Bandfilter gekoppelt. Durch den Koppelgrad wird einmal die Bedämpfung des Filters durch den niederohmigen Röhreneingang in tragbaren Grenzen gehalten, zum anderen hängt von ihm auch die zur Antenne zurückgeführte Oszillatorspannung ab (Störstrahlung).

Die Abstimmung beider Filterkreise geschieht im Gleichlauf mit dem Oszillatorkreis L_3 durch kleine Drehkondensatoren im Spannungsknoten des jeweiligen Leitungskreises.

An der Anode wird die ZF ausgekoppelt. Die Bezeichnung „ZF“ ist hier irreführend, da der Konverter nicht auf die Zwischenfrequenz des Fernsehempfängers, sondern auf einen Kanal im Band I umsetzt. Im TV-Gerät erfolgt dann eine zweite Umsetzung. Der Unterschied zwischen Tunern — zum Einbau in das Fernsehgerät — und Konvertern als Vorsatzgerät besteht darin, daß, bei sonst fast gleichem Aufbau, der Tuneroszillator oberhalb der Empfangsfrequenz, der Konverteroszillator jedoch unterhalb der Empfangsfrequenz schwingt — natürlich jeweils im Abstand der ZF bzw. der Band-I-Frequenz. Im Tuner muß in die Kehrlage transponiert werden, im Konverter in die Gleichlage. Einbau-Tuner sind deshalb für Konverter ungeeignet.

Außer Graetz arbeiten auch andere Tunerhersteller mit der neuen Röhre EC 88 bzw. mit ihrem Allstromäquivalent, der PC 88. Während jedoch im allgemeinen die Schaltungsvarianten gering sind — einige Typen weisen elektronische Scharfabstimmungsschaltungen mit Reaktanzdioden auf — fällt der Grundig-Tuner 15 (Bild 2) etwas aus diesem Schema heraus. Seine besonderen Merkmale sind:

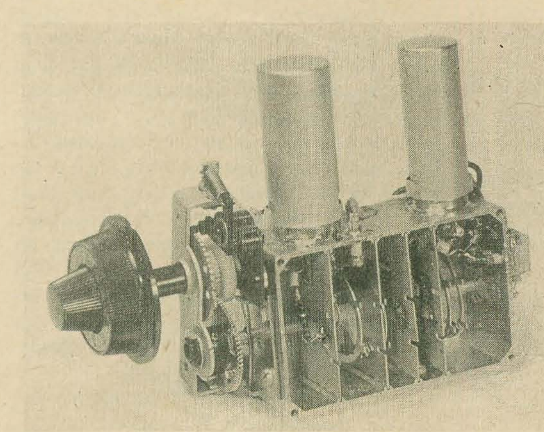
1. Abstimmung der Kreise durch Kurzschlußschieber ($\lambda/4$-Kreise),
2. Mischung durch Halbleiterdiode,
3. Magnetische Scharfabstimmungsschaltung.

Auch die Röhrenbestückung ist gegenüber den konventionellen Tunern verändert: Auch hier ist die PC 88 (in älteren Exemplaren noch die PC 86) als Gitterbasis-HF-Vorverstärkerstufe eingesetzt, als Oszillator dient die PC 93, die schon beinahe wieder in Vergessenheit geraten war. Durch den Einsatz der Mischdiode konnte gegenüber der selbstschwingenden Mischröhre die Oszillatorspannung geringer gehalten werden (auf etwa 10%), was sich günstig auf die Größe der Störstrahlung auswirkt.

Die magnetische Scharfabstimmung funktioniert im Prinzip wie folgt: Ein Ferritjoch trägt eine von Gleichstrom durchflossene Wicklung, die Größe des Stromes bestimmt die magnetische Feldstärke und — in gewissen Grenzen — die Wechselpermeabilität des Ferritkernes. Dieser Kern befindet sich teilweise im Feld von zwei Spulen, die einen Teil des Oszillatorkreises darstellen. (Die Aufteilung durch zwei Spulen in Reihe und parallel zum Leitungskreis war notwendig, um einen möglichst gleichmäßigen Nachstimmbereich über das gesamte Band zu erzielen).

Durch eine Stromänderung läßt sich so auf einfache Art die Oszillatorfrequenz in gewissen Grenzen ändern. Für die automatische Scharfabstimmung ist es notwendig, die Ausgangsspannung eines auf den Sollwert der ZF abgestimmten Diskriminators in einen Strom zu verwandeln und mit korrekter Polarität der Vormagnetisierungswicklung zuzu-

Bild 2: Grundig-Tuner 15 mit magnetischer Scharfabstimmung



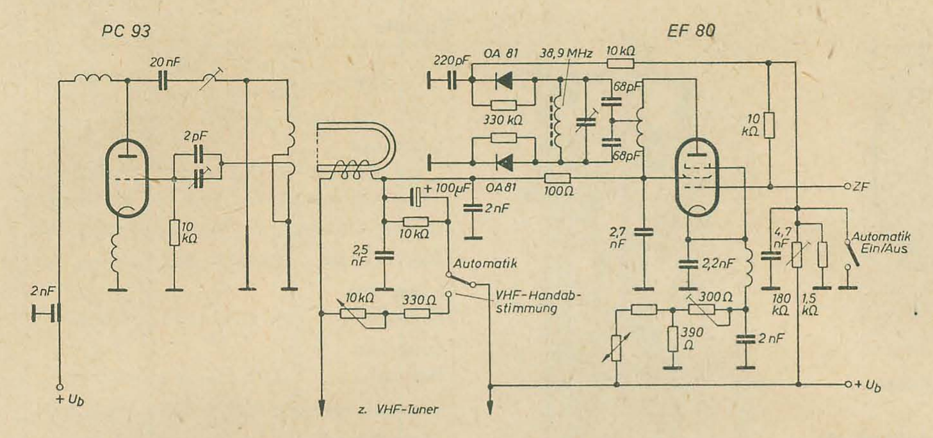


Bild 3: Schaltbild der automatischen Scharfabstimmung im Tuner 15

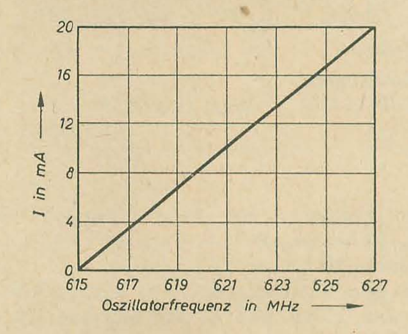


Bild 4: Zusammenhang zwischen Erregerstrom und Oszillatorfrequenz im Tuner 15

Ebenfalls von Grundig stammt der Universal-UHF-Einbauteil, der eine recht interessante Lösung für den Umbau besonders der älteren Fernsehgeräte auf UHF bedeutet. Einem „normalen" UHF-Tuner folgt die steile Pentode EF 184 als erste ZF-Stufe. Ihre Ausgangsspannung wird durch eine „Aufblaskappe" in die Anodenleitung der Mischröhre des VHF-Tuners kapazitiv eingekoppelt. Die Aufblaskappe wird zu diesem Zweck lediglich über die genannte Röhre gestülpt anstelle des üblichen Abschirmbechers. Ein Eingriff in die Tunerschaltung ist nicht notwendig! Bei VHF ist die Anodenspannung des UHF-Tuners abgeschaltet bzw. stark verringert[1]), und die Kappe wirkt lediglich als Abschirmung. Bei UHF hingegen ist die Anodenspannung des VHF Tuners null bzw. sehr gering[1]), die Kappe sorgt für die Übertragung der ZF aus dem UHF-Kanalwähler in den ZF-Verstärker des Gerätes (Bild 5). Mit dem (abgeschalteten) VHF-Oszillator kann es keine Interferenzen geben, die Stellung des VHF-Kanalwählers ist gleichgültig. Beim Übergang UHF-VHF oder umgekehrt braucht der Gerätebesitzer lediglich einen kleinen Schalter — der die Anodenspannung umschaltet — zu bedienen. Der Universal-UHF-Einbauteil ist für alle TV-Geräte geeignet, vorausgesetzt daß

1. der Platz im Gehäuse vorhanden ist, und
2. die Bild-ZF den genormten Wert 38,9 MHz aufweist.

Abgesehen von der einfachen Bedienung durch den Gerätebesitzer ist der Universal-UHF-Einbauteil auch für den Kundendienst — der den Umbau vornimmt — von großem Vorteil. Jeder Eingriff an „heiße" Leitungen des Fernsehgerätes unterbleibt, d. h. der Nachgleich des umgebauten Gerätes ist nicht notwendig. Gerade in Hinblick auf die Verschiedenartigkeit der Geräte bedeutet dies eine erhebliche Zeit- und Arbeitsersparnis.

---

[1]) Um einer Zwischenschichtbildung an den Katoden der geheizten Röhren ohne Anodenspannung entgegenzuwirken, legt man bei Nichtbenutzung eine geringe Spannung an die Anoden.

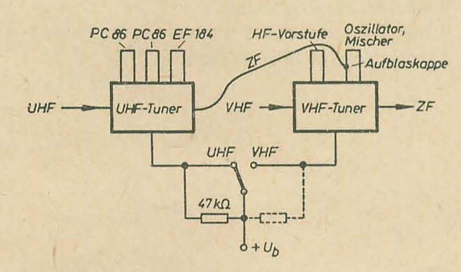


Bild 5: Zur Wirkung der Aufblaskappe

führen. Dies besorgt eine Pentode vom Typ EF 80, die doppelt ausgenutzt wird: Einmal dient sie als ZF-Regelspannungsverstärker, zum anderen verstärkt sie die Gleichspannung des Diskriminators. In ihrem Schirmgitterkreis liegt die Vormagnetisierungswicklung (Bild 3).

Zu den Besonderheiten der Schaltung gehört noch eine Stabilisierung des Erregerstromes gegenüber Netzspannungsschwankungen durch einen spannungsabhängigen Widerstand. Bei Ansteigen der Batteriespannung (d. h. der Netzspannung) fließt ein größerer Strom durch einen Teil des Katodenwiderstandes. Dadurch wird die Gittervorspannung der Regelverstärkerröhre größer und wirkt so der Batteriespannungserhöhung entgegen.

In der Schaltung der Abstimmautomatik im Bild 3 ist die Vormagnetisierungsspule des VHF-Tuners nicht eingezeichnet, ihre gleichartige Funktion wie die Spule im UHF-Tuner ist einfach zu begreifen.

Bild 4 zeigt den Zusammenhang zwischen Vormagnetisierungsstrom und Oszillatorfrequenz (Kanal 28), auffallend ist der beinahe lineare Zusammenhang zwischen den beiden Größen.

Eine neue Bildröhre mit scharfen Ecken und 47 cm Diagonale

Am 1. Juli 1961 ist eine neue westdeutsche Bildröhre auf dem Markt erschienen, die AW 47—91. Es handelt sich um eine Kurzhalsbildröhre mit scharfen Ecken und einem diagonalen Ablenkwinkel von 110°. Wie schon bei der Besprechung der ersten Bildröhre mit scharfen Ecken, der AW 59—90, dargelegt[1]), ist der vertikale und horizontale Winkel (bei gleichem diagonalen Winkel) bei den Röhren mit scharfen Ecken kleiner als bei den herkömmlichen Bildröhren mit abgerundeten Ecken, da ja jetzt eine größere Fläche ausgeschrieben werden muß. Kleinere vertikale und horizontale Winkel bedeuten aber eine größere Baulänge des Kolbens. Und so finden wir, daß der Kolben der AW 47—91 über 1 cm höher ist als der der AW 43—88. Trotzdem aber ist die AW 47—91 2,2 cm kürzer als die AW 43—88,

---

[1]) Siehe „Die AW 59—90, eine neue Bildröhre mit scharfen Ecken" in radio und fernsehen 21 (1960) S. 683.

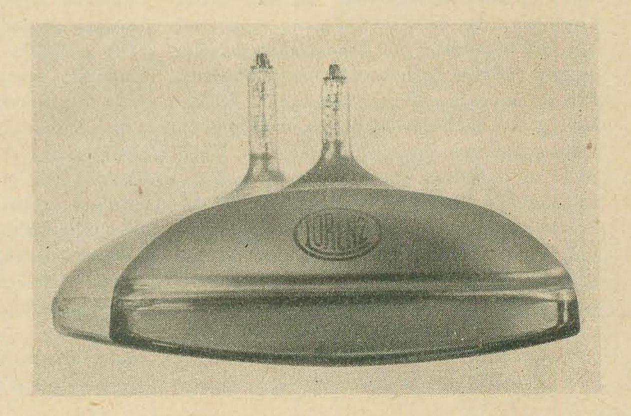


Bild 1: Bauformenvergleich der AW 47-91 (im Vordergrund) mit der AW 43-88

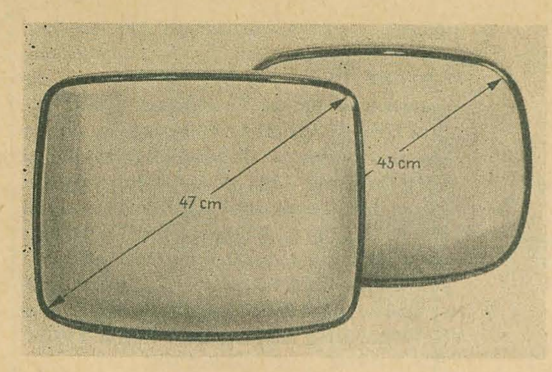
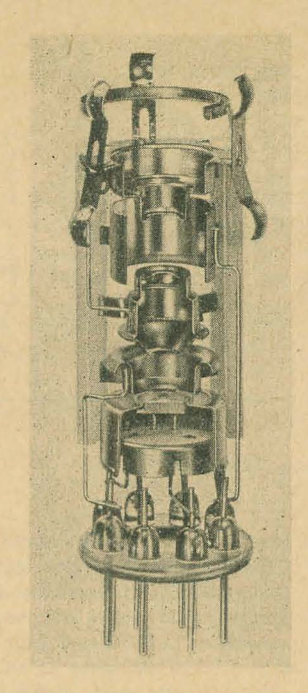


Bild 2: Bildschirmvergleich der AW 47-91 mit der AW 43-88

Bild 3: Das Elektrodensystem der AW 47-91 (aufgeschnitten) ►
(Fotos: Standard Elektrik Lorenz AG)



Tabelle

Typ	AW 43—88	AW 43—89	AW 47—91
Diagonale			
des Kolbens	≈42,1	≈42,1	≈47,3 cm
des Schirmes	≧40	≧40	≧44,6 cm
Bildhorizontale	≧37,4	≧37,4	≧38,4 cm
Bildvertikale	≧29,5	≧29,5	≧30,5 cm
Länge des Kolbens	≈18,1	≈18,1	≈19,25 cm
Länge des Halses[2])	≈13,8	≈ 9,3	≈10,45 cm
Gesamtlänge[2])	≈31,9	≈27,4	≈29,7 cm
Ablenkwinkel			
diagonal	110°	110°	110°
horizontal	105°	105°	99°
vertikal	87°	87°	82°
Gewicht	≈ 5,5	≈ 5	≈ 6,5 kp
Sockel nach DIN 44 431	lange	kurze	kurze Ausführung

weil ihr Hals 3,35 cm kürzer ist (siehe Tabelle und Bild 1). Man hat aber nicht das Kurzhalssystem der AW 43—89 verwendet, sondern ein neues Kurzhalssystem, das aus dem System der AW 43—88 heraus entwikkelt wurde. Es ist wie dieses ein Hexodensystem (die AW 43—89 hat ein Pentodensystem), das eine Einzellinse besitzt. Durch konstruktive Maßnahmen im Fokussierungsraum gelang es aber, das System zu verkürzen.

Die AW 43—89 ist allerdings noch 2,3 cm kürzer als die AW 47—91. Die AW 47—91 steht in bezug auf ihre Bauhöhe genau in der Mitte zwischen der AW 43—88 und der AW 43—89. Es ist zu erwarten, daß die AW 47—91 an die Stelle sowohl der AW 43—88 als auch der AW 43—89 treten wird. Wegen 2,3 cm Länge lohnt es sich nicht, die Fabrikation eines Röhrentyps in verhältnismäßig kleinen Stückzahlen aufrechtzuerhalten, noch dazu, wo die Diagonale der AW 47—91 über 5 cm länger ist als die der AW 43—89. Auch in der Höhe und Breite ist die ausnutzbare Schirmfläche der AW 47—91 etwa je 1 cm länger als die ihrer Vorgänger, so daß das Bild also tatsächlich etwas größer als das der 43-cm-Typen ist.

In der Sockelschaltung entspricht die AW 47—91 völlig der AW 43—88. Auch die Daten sind mit Ausnahme der Schirmgitterspannung die gleichen[3]). Die Schirmgitterspannung U_{g2} ist bei der AW 47—91 um 100 V höher zu nehmen als bei der AW 43—88.

Die neue Bildröhre AW 47—91 wird von Telefunken, Valvo, Siemens und Standard Elektrik Lorenz hergestellt. Die Ausführung von Lorenz hat eine Flachkatode.

---

[2]) einschl. Sockelstutzen.

[3]) Die Daten der AW 43—88 siehe Röhreninformation im Heft 9 (1959) S. 295.

Fritz Kunze

UHF-Triode EC 88 und PC 88

FRITZ KUNZE

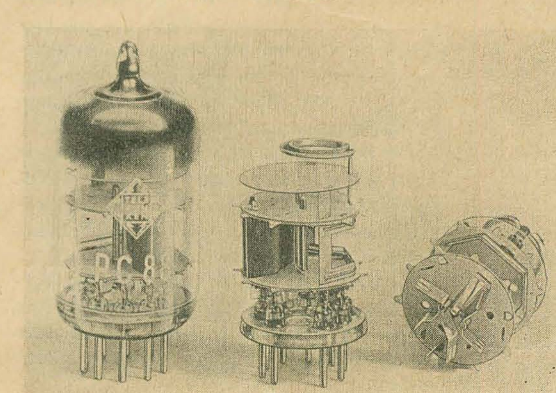
Eine einseitige Spanngittertriode bis 1000 MHz

Für den Dezituner zum Empfang des Fernsehbandes IV/V wird die PC 86 (EC 86) verwendet. Es zeigte sich aber, daß bei der UHF-Vorstufe doch noch einige Wünsche offenblieben. Man strebte die Entwicklung einer UHF-Röhre an, die eine noch kleinere Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis, wie er bei der PC 86 erreicht wurde, hat, um mit Sicherheit den Störstrahlungsbedingungen der Post zu genügen. Ferner zeigte die Praxis, daß es, durch die Streuung der Röhren bedingt, bei der PC 86 nicht immer gelang, ein Selbstschwingen dieser Röhre in der UHF-Stufe zu verhüten. Man mußte deshalb den Anodenkreis der PC 86 bedämpfen, das bedeutet aber, Verstärkung verschenken. Deshalb brauchte man eine Röhre, bei der das Selbstschwingen mit Sicherheit verhütet wird. Außerdem war es erwünscht, die Grenzfrequenz noch bis etwa 1000 MHz zu erhöhen, da Bestrebungen im Gange sind, das Band V bis auf 960 MHz zu erweitern. Aus diesem Grunde wurde von Telefunken eine neue Röhre für die UHF-Stufe des Dezituners entwickelt, die PC 88 (EC 88). Diese Röhre wird jetzt von Telefunken, Valvo, Siemens und Lorenz hergestellt.

Die Grenzfrequenz hängt von der Reihenresonanz des Ausgangskreises, bei der Gitterbasisschaltung also des Gitter-Anoden-Kreises, ab. Sie muß 300 ··· 400 MHz über der höchstzulässigen Grenzfrequenz liegen und ist um so höher, je niedriger die Gitterinduktivität die Anodeninduktivität, die Gitter-Anoden-Kapazität und die Anoden-Katoden-Kapazität sind. Eine Verkleinerung der Kapazitäten ist durch weiteren Abstand oder durch Verkleinerung der Kapazitätsflächen möglich. Der erstere Weg ist nicht gangbar denn er bedeutet eine große Verringerung der Steilheit und damit der Verstärkung. Also wählte man den zweiten Weg.

Man verkleinerte die wirksame Fläche der Anode, indem man sie nicht wie üblich um das ganze Röhrensystem führte, sondern sie nur einseitig dem Gitter und der Katode gegenüberstellte. Zur Wärmeleitung wurde sie mit großen Kühlflügeln versehen und geschwärzt.

Bild 1: Die neue UHF-Triode PC 88



Da jetzt nur eine Seite der Katode der Anode gegenübersteht, wurde auch nur diese eine Seite mit Emissionspaste bedeckt. Die aktive Katodenoberfläche ist hierdurch nicht halb so groß wie bei der PC 86. Um gleichen Anodenstrom und gleiche Steilheit wie bei der PC 86 zu erhalten, mußte die Katodenstromdichte gesteigert werden. Und so finden wir, daß für die kleine wirksame Katodenoberfläche der PC 88 eine größere Heizleistung aufgebracht werden muß als bei der PC 86. Der höchstzulässige Katodenstrom der PC 88 ist $^1/_3$ niedriger als bei der PC 86, um die kleine emittierende Katodenfläche nicht zu überlasten, und die PC 88 wird nahe dieser Grenze betrieben.

Die Vergrößerung der Katodenstromdichte allein würde aber ein Absinken der Steilheit nicht verhindern können. Deshalb ist der Abstand Gitter-Katode auf ein Minimum, auf 35 μm, verringert worden. Diesen Abstand brauchen die beiden Elektroden aber nur dort zu haben, wo die Katode emittiert. Auf der anderen Seite kann der Abstand beliebig sein und hängt nur von der Stärke der Gitterstreben ab. Die Katode sitzt also nicht in der Mitte des Steuergitters, sondern ist nur mit der emittierenden Schicht dicht am Gitter. Einen Abstand von 35 μm kann man natürlich nur mit einem Spanngitter beherrschen. Außerdem müssen die Gitterdrähte besonders dünn sein (8 μm) und eine kleine Gittersteigung haben (49 μm). Der Anteil der Inselbildung beträgt bei der PC 88 14%. Die Tabelle 1 stellt die Verhältnisse bei der PC 88 und PC 86 gegenüber:

Tabelle 1

		PC 88	PC 86	
Heizspannung	U_f	4	3,8	V
Heizstrom	I_f	0,3	0,3	A
Heizleistung	N_f	1,2	1,14	W
aktive Katodenoberfläche		9	20	mm²
Katodenstromdichte		0,14	0,06	A/cm²
maximaler Katodenstrom	$I_{k\,max}$	13	20	mA
Abstand Gitter-Katode etwa		35	55	μm
Abstand Gitter-Anode etwa		360[1])	365	μm
Abstand Katode-Anode		403[2])	430	μm
Ø des Gitterdrahtes		8	10	μm
Gittersteigung		49	56	μm

Bei dem äußerst geringen Gitter-Katoden-Abstand von 35 μm (ein Frauenhaar ist etwa 100 μm stark!) kann bereits eine rauhe Katodenoberfläche Ursache von Gitter-Katoden-Schlüssen werden. Die Oberfläche der Emissionsschicht ist deshalb durch eine Spezialbehandlung besonders eben gemacht. Man muß auch härtere Anforderungen an die Genauigkeit der Befestigungslöcher für die Elektroden in den Glimmerscheiben stellen, Genauigkeiten, wie man sie sonst nur von kommerziellen und Spezialröhren gewohnt ist.

Da sowohl die wirksame Katodenfläche als auch die Anodenfläche kleiner geworden sind, sind auch die Röhrenkapazitäten der PC 88 zum Teil wesentlich kleiner als die der PC 86 (s. Tabelle 2).

[1]) Wert nach Telefunken. Valvo gibt hierfür 346 μm an.

[2]) Nach Valvo: 389 μm.

Tabelle 2

Kapazität der PCC 88[3])		PC 86	PC 88	
a) ohne äußere Abschirmung				
$c_{g/k}$		3,6	3,2	pF
$\Delta c_{g/k}$		2	1,2	pF
$c_{g/k+f}$	3,3	3,9	3,7	pF
$c_{a/k}$	0,18	0,2	0,05	pF
$c_{a/k+f}$	1,8	0,43	0,075	pF
$c_{g/a}$	1,4	2	1,2	pF
b) mit äußerer Abschirmung, Abschirmung mit Gitter verbunden. Wichtig für Gitterbasisschaltung.				
$c_{g/k+f}$	3,3	4,2	3,8	pF
$c_{a/g}$	1,4	3,1	1,8	pF
$c_{a/k+f}$	2,5	0,25	0,055	pF

[3]) Kapazitäten des 1. Systems.

Wie schon dargelegt, müssen nicht nur die Kapazitäten, sondern auch die Induktivitäten, vor allem die Gitterinduktivität, möglichst klein sein. Zunächst einmal ist die untere Glimmerscheibe, auf der das System befestigt ist, möglichst dicht über dem Preßteller angeordnet, so daß sich kurze Elektrodenzuleitungen ergeben. Alle Elektrodenzuführungen bestehen aus breiten Nickelbändern, die zum nächsten Stift führen. Das Steuergitter ist auf diese Art an fünf Stifte geführt; an einer Gitterstrebe sind zwei, an der anderen Gitterstrebe drei Bänder angebracht. Das Gitter ist also an zwei Stifte mehr herausgeführt als bei der PC 86. Dafür konnten die Katode und die Anode nur noch an je einen Stift herausgeführt werden. Man erreicht hierdurch, daß die Gitterinduktivität nur etwa $^1/_3$ derjenigen der PC 88 ist. Allerdings sind jetzt die Anodeninduktivität und die Katodeninduktivität höher. Theoretisch müßten sie doppelt so hoch wie bei der PC 86 sein. Durch die geschickte Zuordnung der Stifte zu den Elektroden aber ist es gelungen die Erhöhung der Katoden- und Anodeninduktivität, die ja durch den Fortfall der zweiten Ableitung bedingt ist, in gewissen Grenzen zu halten. Die Induktivitäten betragen:

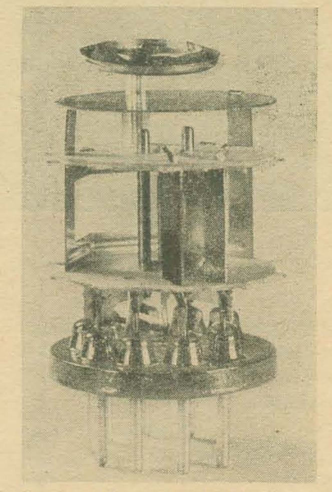


Bild 2: Systemaufbau der PC 88. Man erkennt deutlich den dicht über dem Preßteller stehenden Aufbau, die kurzen Elektrodenzuleitungen und die wannenförmige Anode

Tabelle 3

		PC 86	PC 88
Gitterinduktivität	L_g	1	0,35 nH
Katodeninduktivität	L_k	4,5	7,5 nH
Anodeninduktivität	L_a	4	6,5 nH

Aus der Reihenschaltung des Ausgangskreises: $L_a + (c_{g/a} \| c_{a/k}) + L_g$ kann man nach der Gleichung: $f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$ die Resonanzfrequenz berechnen. Sie soll ja 300 ··· 400 MHz über der im Betrieb erforderlichen Höchstfrequenz liegen, um auch hier ein sicheres Arbeiten zu gewährleisten. Es ergibt sich, unter Berücksichtigung der kleinstmöglichen Fassungskapazitäten:

$$f_{res} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{\frac{7}{10^9} \cdot \frac{1{,}85}{10^{12}}}}$$

$$= \frac{10\,000 \cdot 10^6}{6{,}28 \cdot 1{,}135} = 1400 \text{ MHz.}$$

Damit ist ein sicheres Arbeiten auch bei 1000 MHz noch gewährleistet. Man muß hier die Kapazitäten bei Gitterbasisschaltung (mit äußerer Abschirmung) einsetzen. Die manchmal in Zeitschriften angegebene Resonanzfrequenz von 1750 MHz beruht darauf, daß man die niedrigeren statischen Werte der Kapazitäten ohne äußere Abschirmung zugrunde gelegt hat. Diese Werte entsprechen aber nicht den tatsächlichen Verhältnissen.

Der Einsatz der PC 88 als UHF-Röhre im Dezituner ergibt also eine weitere Verbesserung und Stabilität. Als selbstschwingende Mischröhre dagegen ist weiterhin die PC 86 zu verwenden. Die PC 88 ist hierfür weniger geeignet; sie wurde ja speziell für die Verhältnisse in der UHF-Stufe entwickelt.

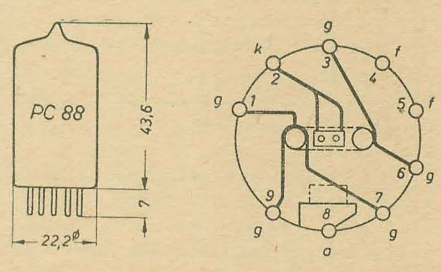


Bild 3: Kolbenabmessungen

Bild 4: Anordnung der Elektroden und der Elektrodenzuleitungen zu den Sockelstiften

Zum Schluß seien in Tabelle 4 noch die Betriebswerte und die Grenzwerte der PCC 88, der PC 86 und der PC 88 einander gegenübergestellt:

Tabelle 4

Betriebswerte und statische Meßwerte

	PCC 88 (ein System)	PC 86	PC 88	
U_a	90	175	160	V
U_g	—1,2	—1,5	—1,25	V
R_k		125	100	Ω
I_a	15	12	12,5	mA
S	12,5	14	14	mA/V
μ	35	70	65	
R_i	2,8	5	4,15	kΩ
Grenzwerte				
$U_{a\,max}$	130	220	230	V
$N_{a\,max}$	1,8	2,2	2	W
$I_{k\,max}$	25	20	13	mA
$U_{f/k\,max}$	180	180	100	V
f_{max}	300	800	1000	MHz

Wirkungsweise und Dimensionierung der Schmitt-Trigger-Schaltung

Ing. GERHARD GLÜCK

Nachdem bereits in radio und fernsehen 11 (1961) S. 340 ··· 342 über die Wirkungsweise und Dimensionierung eines Transistor-Schmitt-Triggers berichtet wurde, erscheint es zweckmäßig, eine äquivalente Röhrenschaltung zu behandeln, da zur Zeit immer noch auf Röhrenschaltungen zurückgegriffen wird, wenn hohe Impulsfolgefrequenzen gefordert werden.

In der Impulstechnik findet u. a. der Schmitt-Trigger oft Anwendung als Impulsformer. Hierbei werden aus beliebig geformten Eingangsimpulsen Rechteckimpulse gleicher Spannungshöhe abgeleitet. Im Impulsoszillografen werden z. B. die vom Schmitt-Trigger gelieferten Rechteckimpulse differenziert und die hierbei entstehenden Nadelimpulse zur Auslösung der Zeitablenkung verwendet.

Als Spannungsdiskriminator wird die Schaltung zur Analyse einer Folge von Impulsen ungleicher Spannungshöhe verwendet.

Wirkungsweise der Schaltung

Die Schaltung (Bild 1) entspricht der eines astabilen Multivibrators. Die Kopplung erfolgt allerdings nicht über Speicherelemente (Kondensatoren), sondern über rein ohmsche Widerstände. Es handelt sich also um einen zweistufigen stark rückgekoppelten Gleichspannungsverstärker.

Für die meisten Anwendungsgebiete ist im ungesteuerten Zustand, also ohne Eingangssignal, Röhre 1 gesperrt und Röhre 2 leitend. Gelangt nun an das Gitter der Röhre 1 ein positiver Impuls ausreichender Spannung, so beginnt diese Röhre Strom zu führen. Die am Widerstand R_{a1} abfallende Spannung bedeutet eine Vergrößerung der negativen Gitterspannung der Röhre 2, wodurch der Strom durch dieselbe abnimmt. Hierbei wird der Spannungsabfall am gemeinsamen Katodenwiderstand R_k geringer und somit die Gitterspannung der Röhre 1 positiver. Damit steigt der Strom durch diese Röhre weiter an, bis Röhre 2 gesperrt ist. Mit Verringerung der Eingangsspannung und damit kleiner werdendem Anodenstrom der Röhre 1 wird auch die Spannung am Gitter der Röhre 2 wieder kleiner. Bei Unterschreiten der Sperrspannung dieser Röhre beginnt diese Strom zu führen. Durch Rückkopplung über R_k verringert sich der Strom durch Röhre 1 bis zur Sperrung derselben. Damit ist der 1. Zustand wieder erreicht.

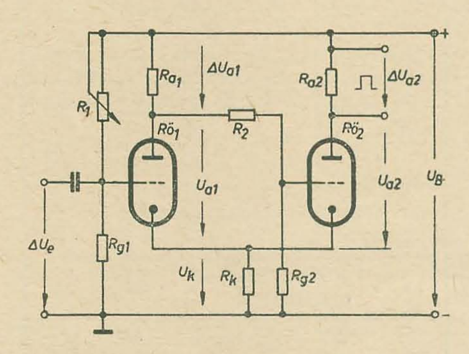


Bild 1: Grundschaltung des Schmitt-Triggers

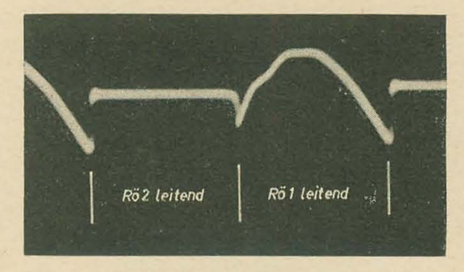


Bild 2: Verlauf der Katodenspannung bei Steuerung mit sinusförmiger Eingangsspannung

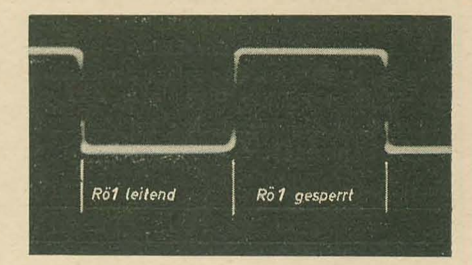


Bild 3: Verlauf der Ausgangsspannung ΔU_{a2}

Die Spannungen an den Anodenwiderständen R_{a1} und R_{a2} haben also Rechteckform, wobei aber bei R_{a1} das Impulsdach die Form der Eingangsspannung erkennen läßt. Bild 2 zeigt den Verlauf der Katodenspannung U_k bei Steuerung mit sinusförmiger Eingangsspannung.

Ein Merkmal der Schaltung ist, daß das Kippen vom Zustand 1 in den Zustand 2 bei einem etwas höheren Spannungswert erfolgt als das Zurückkippen. Die Differenz zwischen diesen beiden Schwellwerten kann je nach Dimensionierung der Schaltung zwischen einigen zehntel Volt und etwa 15 V liegen.

Die Bilder 3 und 4 zeigen den Verlauf der Ausgangsspannung ΔU_{a2} sowie die Eingangsspannung und differenzierte Ausgangsspannung.

Das Zustandekommen dieser „Hysterese" sei im folgenden kurz erläutert. Die Bilder 5 und 6 zeigen dazu das Prinzipschaltbild und die Kennlinie eines entsprechenden Verstärkers ohne Rückkopplung.

Im Bereich 3 ist die Röhre 1 durch eine stark negative Eingangsspannung U_e gesperrt. Röhre 2 führt vollen Strom. Bereich 2 stellt den eigentlichen Arbeitsbereich des Verstärkers dar. Beide Röhren führen Strom. Die Neigung der Kennlinie ist ein Maß für die Verstärkung in diesem Bereich. Im Bereich 1 ist Röhre 1 leitend und Röhre 2 gesperrt.

Wird jetzt nach Bild 1 die volle Ausgangsspannung durch den gemeinsamen Katodenwiderstand auf den Eingang zurückgekoppelt und durch einen Eingangsimpuls die Spannung U_e um ΔU_e verkleinert, so gilt, wie aus dem Blockschaltbild (Bild 7) hervorgeht, zusätzlich noch die Gleichung:

$$U_2 = U_e - \Delta U_e.$$

Wird nun diese Gleichung in die Kennlinie nach Bild 6 mit eingezeichnet, so erhält man die Kennlinie eines stark rückgekoppelten Gleichspannungsverstärkers (Bild 8).

Bild 8 zeigt, daß zwischen den Schwellwerten ΔU_{e1} und ΔU_{e3} zu jedem ΔU_e-Wert drei Werte für U_2 gehören. Der mittlere hiervon ist nicht stabil. Es ist nun von der Richtung abhängig, aus der der Kippvorgang eingeleitet wird, welcher der beiden äußeren Punkte durchfahren wird. Beim Erreichen des Umkehrpunktes ΔU_{e1} bzw. ΔU_{e3} kippt die Schaltung (Pfeilrichtung).

Es ist weiterhin zu erkennen, daß mit größer werdender Verstärkung (also steilerer Kennlinie im Bereich 2) auch die Hysterese größer wird. Wird dagegen die Verstärkung $v = U_2/U_e$ gleich 1 — entsprechend dem Verlauf der Kennlinie im Bereich 2 im Winkel 45° zum Achsenkreuz bei einem Spannungsmaßstab 1 : 1 — so nimmt die Hysterese den Wert 0 an. Bei $v \leq 1$ kippt allerdings die Schaltung nicht mehr.

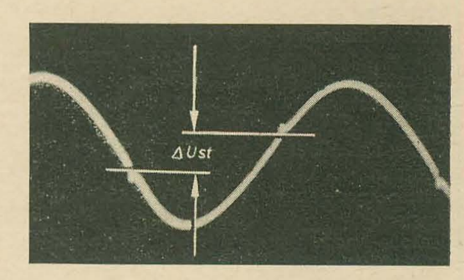


Bild 4: Eingangsspannung und differenzierte Ausgangsspannung (ΔU_{st} = Schwellwertdifferenz)

Dimensionierung der Schaltung

Da von der Kippgeschwindigkeit der Schaltung die Verwendung bei hohen Impulsfolgefrequenzen abhängt, sei kurz beschrieben, von welchen Größen diese abhängig ist.

Einen nicht unwesentlichen Einfluß hat die Steilheit der Flanke des Eingangsimpulses.

Die Kippzeit ist weiterhin in starkem Maße von der dynamischen Verstärkung in der Rückkopplungsschleife abhängig. Je größer dieselbe ist, umso kleiner ist die Kippzeit. Die Forderungen nach kleiner Hysterese und kleiner Kippzeit widersprechen sich also. Hierzu ist noch zu bemerken, daß die (dynamische) Schleifenverstärkung im Moment des Kippens stets kleiner als die statische Schleifenverstärkung ist, da während des Kippvorganges hohe Frequenzen auftreten, für die die Kapazitäten parallel zu den Arbeitswiderständen

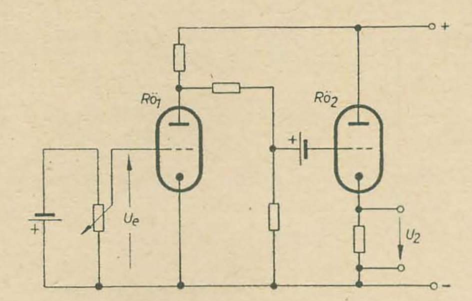


Bild 5: Prinzipschaltbild eines zweistufigen Gleichspannungsverstärkers

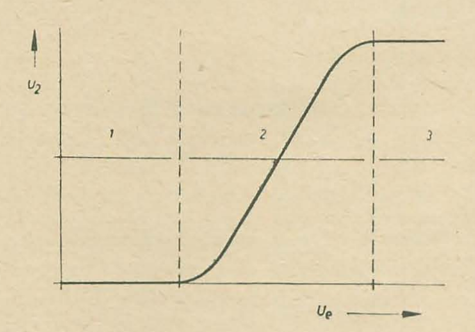


Bild 6: Entsprechende Kennlinie zu Bild 5

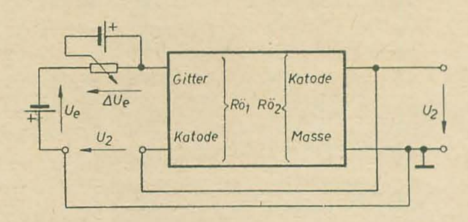


Bild 7: Blockschaltbild eines rückgekoppelten Gleichspannungsverstärkers nach Bild 1

wirksame Kurzschlüsse darstellen. Eine Vergrößerung des Widerstandes R_{a1} z. B. über ein bestimmtes Maß hinaus würde also keine Verkürzung der Kippzeit, wohl aber eine Vergrößerung der Hysterese bringen.

Soll eine kleine Hysterese erreicht werden, so ist weiterhin darauf zu achten, daß beide Röhren im gesperrten Zustand nicht weit von ihren steuerfähigen Bereichen entfernt sind (a). Soll die Schaltung als Impulsformer verwendet werden, so werden meist möglichst steile Flanken der Ausgangsspannung und damit kurze Kippzeiten und hohe dynamische Schleifenverstärkungen gefordert sein. Hieraus geht hervor, daß die Schalt- und Röhrenkapazitäten klein sein müssen (b). Die Kapazität am Gitter der Röhre 2 kann durch einen Kondensator C_2 parallel zu R_2 kompensiert werden. C_2 berechnet sich zu:

$$C_2 \approx \frac{R_{g2} \cdot C_{g2}}{R_2}. \qquad (1)$$

Eine geringe Überkompensation ist vorteilhaft. Eine zu große Überkompensation ist zu vermeiden, da der Kondensator stets bis zum nächsten Schaltvorgang wieder entladen sein muß.

Zur Berechnung der statischen Schleifenverstärkung wird die Rückkopplungsschleife an irgendeiner Stelle aufgetrennt, z. B. am Gitter der Röhre 2 (Bild 9). Wird an dieses Gitter eine Spannung ΔU_1 gelegt, so entsteht am Ausgang der Schleife eine Spannung $\Delta U'_1$. Die statische Verstärkung ergibt sich damit zu:

$$v = \frac{\Delta U'_1}{\Delta U_1}.$$

Durch ΔU_1 ändert sich I_{a2} um ΔI_{a2}, damit U_k um ΔU_k, sowie I_{a1} um ΔI_{a1}. Für den neuen Gleichgewichtszustand gelten offenbar folgende drei Gleichungen für $Ra \ll Ri$:

$$\Delta I_{a1} = S_1 \cdot \Delta U_k,$$

$$\Delta I_{a2} = S_2 (\Delta U_1 - \Delta U_k),$$

$$\Delta I_k = \Delta I_{a2} - \Delta I_{a1}.$$

Aus diesen Gleichungen folgt bei $S_1 = S_2 = S$:

$$\Delta U_{a1} = \Delta U_k \cdot S \cdot R_{a1},$$

$$\Delta U_{a1} = \Delta U_1 \cdot \frac{S^2 \cdot R_{a1}}{\frac{1}{R_k} + 2 \cdot S},$$

$$v = \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R_2} \cdot \frac{R_{a1} \cdot S^2}{\frac{1}{R_k} + 2 \cdot S}. \qquad (2)$$

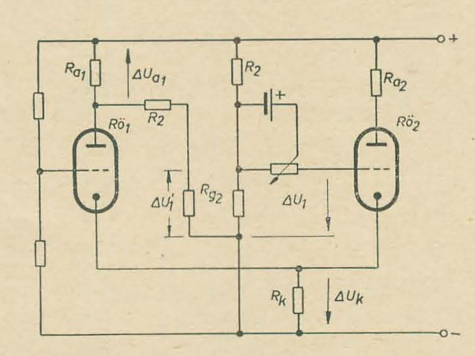


Bild 9: Schaltung nach Bild 1 mit aufgetrennter Rückkopplungsschleife

Bei Beginn des Kippvorganges unterscheiden sich allerdings S_1 und S_2 je nach Röhrentyp mehr oder weniger voneinander. Die Steilheit der vordem gesperrten Röhre ist in diesem Moment bei Röhren mit ausgeprägtem Schwanzstrom, also lang auslaufender Kennlinie, sehr klein. Da die betreffende Röhre erst bis zu einem I_a-Wert gesteuert werden muß, bei dem die Steilheit den für $v = 1$ notwendigen Wert erreicht hat, sind Röhren mit dieser Kennlinienform sowohl in Hinsicht auf kleine Hysterese als auch kleine Kippzeit ungeeignet.

Aus Gl. (2) ist weiterhin zu erkennen, daß Röhren mit großer Steilheit für kleine Kippzeiten günstig sind.

Die zu verwendende Röhre muß weiterhin mit wenig Spannung zu sperren sein, dies bedeutet ein möglichst kleines Verhältnis U_{sp}/U_a (c).

Das I_a-U_a-Kennlinienfeld der gewählten Röhren soll folgendes Aussehen haben: möglichst steile, nicht lang auslaufende Kennlinien mit großem Abstand zueinander.

In der Schaltung muß die Spannungsteilung an R_2 und R_{g2} möglichst klein bleiben, woraus eine hohe Katodenspannung resultiert (d). Die Kippzeit kann noch etwas verkürzt werden, wenn in Reihe zu R_{a1} eine mit Parallelwiderstand bedämpfte Induktivität geschaltet wird. An dieser Anode spielen sich jetzt Einschwingvorgänge ab. Bei der Dimensionierung der Induktivität ist darauf zu achten, daß die Einschwingvorgänge so gedämpft verlaufen, daß Röhre 2 sicher gesperrt bleibt. Die an der Anode der Röhre 1 entstehende verzerrte Spannung bewirkt eine Veränderung der Schwellwertdifferenz für Impulse mit kurzer Dauer.

Von der geforderten Ausgangsspannung ist abhängig, wie hoch die zulässige Strombelastung der zu verwendenden Röhre sein muß, da ja die Größe der Anodenwiderstände durch die geforderte Flankensteilheit der Ausgangsspannung begrenzt ist. Für eine geforderte Flankensteilheit t_a (10 ··· 90% Amplitude) und eine kapazitive Last $C_{ges} = C_{Schalt} + C_a$ bei einer Ausgangsspannung ΔU_{a2} muß sein:

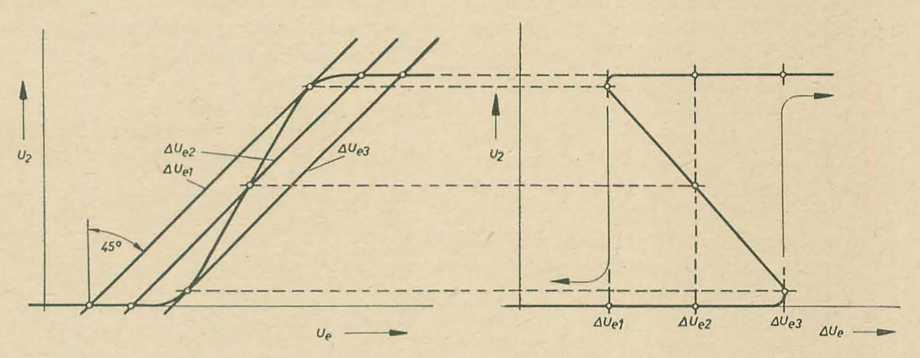


Bild 8: Kennlinie eines stark rückgekoppelten Gleichspannungsverstärkers

$$\Delta I_a = \frac{\Delta U_{a2} \cdot 3 \cdot C_{ges}}{t_a}. \qquad (3)$$

Hierbei ist die Kippzeit der Schaltung nicht mit berücksichtigt, da in vielen Fällen ihr Anteil an der Flankendauer nur gering ist und eine angenäherte Berechnung derselben zu umfangreich ist.

Je nach Verwendungszweck wird die Größe von U_k festgelegt (d). Da beide Röhrensysteme annähernd gleichen Strom führen, ergibt sich:

$$R_k = \frac{U_k}{\Delta I_a}. \qquad (4)$$

Nach (a) wird U_g gewählt (etwa —0,5 V) und aus dem Kennlinienfeld U_a abgelesen.

Die erforderliche Betriebsspannung ergibt sich dann zu:

$$U_B = U_k + U_a + \Delta U_a. \qquad (5)$$

Für den Spannungsteiler an Röhre 2 gilt unter der Voraussetzung, daß $R_2 + R_{g2} \gg R_{a1}$ ist:

$$\frac{R_{g2}}{R_2} = \frac{U_k + U_{g2}}{U_B - (U_k + U_{g2})}. \qquad (6)$$

Die Größe der erforderlichen Sperrspannung folgt aus der Kennlinie für $U_a = U_B - U_k$. Die Dimensionierung des Spannungsteilers an Röhre 1 ist unproblematisch. Das Spannungsteilerverhältnis (einstellbar durch den Regler R_1) ist abhängig von der gewünschten Ansprechempfindlichkeit.
Die Größe der Anodenwiderstände ergibt sich bei gefordertem ΔU_a und erforderlichem ΔI_a zu:

$$R_a = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}. \quad (7)$$

Berechnungsbeispiel

Gefordert sei eine Ausgangsspannung $\Delta U_a = 12\ V_{ss}$, eine Anstiegszeit $t_a = 50$ ns sowie eine kapazitive Last $C_a = 10$ pF.
Sehr günstige Eigenschaften für diese Schaltung dürfte auf Grund der Kennwerte die Röhre ECC 88 besitzen, die jedoch nicht zur Verfügung stand.
Als Berechnungsgrundlage dient die Röhre ECC 85.
Bei einer Röhren- und Schaltkapazität von etwa 10 pF an der Anode der Röhre 2 ergibt sich nach Gl. (3):

$$\Delta I_a = \frac{12 \cdot 3\,(10 + 10)\,10^{-12}}{50 \cdot 10^{-9}} = 14{,}4\ \text{mA}.$$

Nach (d) wird U_k zu

$$U_k = 200\ \text{V}$$

gewählt.
Nach Gl. (4) wird

$$R_k = \frac{200}{14{,}4 \cdot 10^{-3}} = 13{,}9\ \text{k}\Omega \approx 15\ \text{k}\Omega.$$

Nach (a) wird U_g zu:

$$U_g = -0{,}5\ \text{V}$$

gewählt.
Aus dem Kennlinienfeld folgt:

$$U_a = 170\ \text{V}.$$

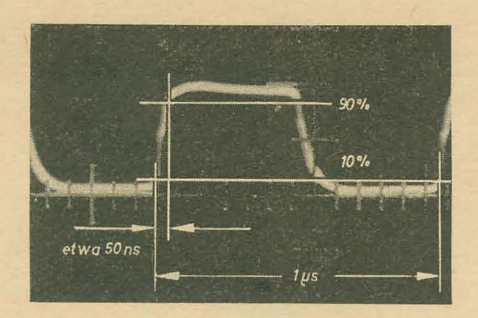


Bild 10: Verlauf der Ausgangsspannung bei Steuerung mit sinusförmiger Eingangsspannung f = 1 MHz

Die Betriebsspannung berechnet sich nach Gl. (5) zu:

$$U_B = 200 + 170 + 12 = 382\ \text{V} \approx 380\ \text{V}.$$

Wird R_{g2} zu

$$R_{g2} = 1\ \text{M}\Omega$$

gewählt, so ergibt sich nach Gl. (6):

$$R_2 = \frac{1 \cdot 10^6\,(380 - 200 + 0{,}5)}{200 - 0{,}5} = 0{,}9\ \text{M}\Omega.$$

R_{g1} und R_1 werden gewählt zu:

$$R_{g1} = 1\ \text{M}\Omega,$$

$$R_1 = 50\ \text{k}\Omega \cdots 1\ \text{M}\Omega.$$

Nach Gl. (7) ist:

$$R_{a1} = R_{a2} = \frac{12}{14{,}4 \cdot 10^{-3}} = 0{,}833\ \text{k}\Omega \approx 800\ \Omega.$$

Als Sperrspannung folgt aus der Kennlinie für $U_a = 380 - 200 = 180$ V:

$$U_{sp} = -5\ \text{V}.$$

Die Spannung $\Delta U_{a1} = 12$ V erscheint am Gitter der Röhre 2 mit

$$\Delta U_{g2} = \Delta U_{a1} \frac{R_{g2}}{R_2 + R_{g2}}$$

$$= 12 \cdot \frac{1 \cdot 10^6}{(1 + 0{,}9)\,10^6} = 6{,}3\ \text{V}.$$

Dieser Spannungssprung ist für die Sperrung der Röhre 2 ausreichend.
Nach Gl. (1) ist bei $C_{g2} \approx 10$ pF:

$$C_2 \approx \frac{1 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12}}{0{,}9 \cdot 10^6} = 11\ \text{pF},$$

gewählt wird 20 pF.
Kontrolle der Rückkopplungsbedingung nach Gl. (2):

$$S = 6\ \text{mA/V},$$

$$v = \frac{1}{1 + 0{,}9} \cdot 800 \cdot \frac{6 \cdot 6 \cdot 10^{-6}}{\frac{1}{15 \cdot 10^3} + 2 \cdot 6 \cdot 10^{-3}}$$

$$v = 1{,}26 > 1.$$

Meßwerte an einer wie oben dimensionierten Schaltung:

$\Delta I_a = 14{,}5$ mA

$\Delta U_a = 11{,}8$ V

t_a etwa 50 ns (siehe Bild 10)

$U_{st} = 4{,}6$ V (siehe Bild 4)

Bild 10 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung bei Steuerung mit sinusförmiger Eingangsspannung f = 1 MHz.

Literatur

Mejerowitsch u. Selitschenko: Impulstechnik; VEB Verlag Technik, Berlin

J. Czech: Oszillografen-Meßtechnik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik

K. Grabe: Wirkungsweise und Dimensionierung des Schmitt-Diskriminators; radio mentor 6 (1958)

Ursache von Spannungsdurchschlägen an Kondensatoren

Dipl.-Phys. H. WINKLER

Mitteilung aus dem VEB Kondensatorenwerk Görlitz

Der Spannungsdurchschlag eines Kondensators hat meist nicht nur den Ausfall des betreffenden Gerätes zur Folge, sondern kann erheblichen Schaden unter den übrigen Bauelementen verursachen. Laborversuche zeigten, daß Kondensatoren unter normalen atmosphärischen Bedingungen über einen längeren Zeitraum (als angegeben) an einer höheren Spannung liegen können, trotzdem können derartige Spannungsdurchschläge nur eine Folge eines zu niedrig dimensionierten Kondensators sein. Spannungsdurchschläge lassen sich vermeiden, wenn der Kondensator entsprechend der angegebenen Nennspannung verwendet wird, wobei die Welligkeit des Stromes und die Umgebungstemperatur berücksichtigt werden müssen. Im folgenden werden die Ursachen und die Entstehung eines Spannungsdurchschlages näher betrachtet.
Die Durchschlagsfestigkeit eines Isolierstoffes ist definiert als die kleinste elektrische Feldstärke, bei der sein Isolationsvermögen aufhört. Im homogenen elektrischen Feld tritt dieser Zustand überall gleichzeitig auf. Im inhomogenen Feld hört das Isolationsvermögen zunächst nur an den Stellen größter Feldstärke auf. Die Homogenität eines Feldes wird bestimmt durch die Form und den Abstand der Elektroden, zwischen denen das Feld aufgebaut ist. Demgemäß ist die Durchschlagsfeldstärke keine Konstante wie ε oder μ, sondern immer vom Aufbau des Kondensators, insbesondere von der Schichtdicke abhängig.

Bei Angaben über die Durchschlagsfeldstärke ist deshalb entweder ein Feldstärkebereich oder die Stärke des gemessenen Isolierstoffes anzugeben (z. B. Hostaphan 160 kV/mm bei 40 μm Folie).
Bei einem Wickelkondensator ist das elektrische Feld nicht homogen. Das wird bereits durch die Tatsache begründet, daß die Aluminiumfolie nicht ideal glatt ist. Bedingt durch die so entstehende örtlich unterschiedliche Feldstärke kann das Dielektrikum ionisiert werden. Es bildet sich an dieser Stelle durch das Dielektrikum hindurch ein Ionisationskanal, d. h., ein Kanal höherer Leitfähigkeit. Damit ist der erste Schritt zum elektrischen Durchschlag getan. Befinden sich in einem elektrischen Feld ionisierte Partikelchen, so setzen sich diese in Bewegung. Es beginnt ein Strom zu fließen, der im Vergleich zum Isolationsstrom (10^{-10} A) relativ hoch ist. Im Dielektrikum befindet sich damit eine Stelle mit geringerem Isolationswiderstand R. Liegt an den Enden des Kanals die Spannung U, so ist die im Kanal in Joulesche Wärme umgewandelte Leistung $N = \frac{U^2}{R}$. Durch die Temperaturerhöhung werden weitere Ladungsträger erzeugt, die am Stromfluß teilnehmen. Damit erhöhen sich Stromstärke und Joulesche Wärme, wobei schließlich das Dielektrikum verbrennt. Der Isolierstoff ist dann vollständig durchgeschlagen. Der erste Schritt, der Ionisierungsdurchschlag, hatte einen zweiten Schritt, den Wärmedurchschlag, zur Folge.
Eine exakte Angabe, in welcher Weise die zum Wärmedurchschlag notwendigen Ladungsträger von der Temperatur und der Spannung abhängen, ist recht kompliziert. Ein gewisser Wärmeanteil fließt radial vom Kanal ab. Solange die abfließende Wärmemenge Q_A größer ist als die erzeugte, bleibt das Dielektrikum stabil. Q_A ist dabei eine Funktion der Temperatur und der Wärmeleitung. Die Stabilitätsbedingung lautet also:

$$\frac{U^2}{R} < Q_A\,.$$

Wird die Spannung U gesteigert, so wird die erzeugte Wärme der abgeleiteten Wärme gleich, bis schließlich die erzeugte Wärmemenge größer ist als die abgeleitete, also

$$\frac{U^2}{R} > Q_A$$

wird. Die Temperatur steigt unbegrenzt und führt zur Zerstörung des Isolierstoffes.
Die für den Durchbruch erforderliche elektrische Leistung N ist proportional der abgeführten Wärmemenge Q_A und umgekehrt proportional der Anzahl der vorhandenen Ladungsträger.
Es gilt:

$$\frac{U^2}{R} \sim \frac{Q_A}{n}$$

und

$$U \sim \frac{Q_A \cdot R}{n}\,.$$

Wenn die Anzahl der Ladungsträger n erhöht wird, sinkt demnach die Spannung, bei welcher der Durchschlag einsetzt. Es wurde eingangs erwähnt, daß durch Erwärmung Ladungsträger erzeugt werden. Auch eine von außen herrührende Erwärmung erzeugt Ladungsträger. Daraus ergibt sich, daß bei der Erwärmung des Kondensators die Durchschlagsspannung sinkt.
Werden die Isolierschichten hinreichend dünn, dann fließt die Wärme nicht nur radial vom Kanal, sondern auch in Kanalrichtung ab. Diese Tatsache stimmt mit den Beobachtungen überein, daß bei dünnen Schichten bei Verringerung der Schichtdicke die Durchschlagsfeldstärke zunimmt. Bei Wechselstrom tritt durch die Erwärmung, die durch die dielektrischen Verluste bedingt ist, eine zusätzliche Ladungsträgererzeugung ein. Da der Verlustfaktor eines Materials mit der Frequenz steigt, sinkt entsprechend die Durchschlagsfeldstärke. Das bedeutet, daß die Kondensatornennspannung U_N auf den Wert U' herabgesetzt ist, wenn der Kondensator mit einer höheren Frequenz ω_2 betrieben wird als im Bauformblatt angegeben ist.
Es gilt dann:

$$U' = U_N \sqrt{\frac{\omega_1 \tan \delta_1}{\omega_2 \tan \delta_2}}\,,$$

mit $\omega_1 \tan \delta_1$ für die im Bauformblatt genannte Frequenz und $\omega_2 \tan \delta_2$ für die Betriebsfrequenz. Bei nicht sinusförmigen Wechselspannungen gelten ähnliche Beziehungen, deren quantitative Behandlung jedoch über den Rahmen dieses Beitrages hinausführt. Spannungsimpulse mit steilen Flanken verringern demgemäß ebenfalls die Kondensatornennspannung.
In diesem Zusammenhang muß auch die Wirkung eines Hohlraumes (Lufteinschlüsse u. ä.) im Dielektrikum betrachtet werden. Es gelten hier die Gesetze der Gasentladung. Die Durchbruchsfeldstärke liegt bei Gasen zahlenmäßig niedriger als bei festen Isolierstoffen. Die Hohlräume werden daher leitend, noch ehe im Dielektrikum sich ein Ionisationskanal ausbilden kann. Die durch Lufteinschlüsse bedingte Entstehung des Ionisationsraumes setzt die effektive Dielektrikumstärke herab, was wiederum ein Ansteigen der Feldstärke zur Folge hat. Die im Hohlraum erzeugten Ladungsträger gehen durch Diffusion in das angrenzende Dielektrikum über. Diese beiden Faktoren erhöhen die Ladungsträgerzahl im Dielektrikum, so daß insgesamt, durch einen Hohlraum bedingt, die Durchbruchfeldstärke herabgesetzt wird.
Jeder Kondensator enthält — hervorgerufen durch den Wickelvorgang — Lufteinschlüsse. Durch besondere Verfahren werden die Hohlräume beseitigt. Polystyrolkondensatoren werden auf etwa 90 °C erwärmt. Dabei wird die Luft aus den Einschlüssen hinausgetrieben, was durch das gleichzeitige Schrumpfen des Polystyrols begünstigt wird. Die Stirnflächen schrumpfen schließlich bei weiterer Erwärmung und schließen den Kondensator luftdicht ab.
Papierkondensatoren werden im Vakuum erhitzt, dabei entweicht die eingeschlossene Luft. Anschließend strömt das Imprägniergut in die entstandenen evakuierten Räume.
Da der erste Schritt zum Spannungsdurchschlag an einem Kondensator durch Ionisation bedingt ist und da für eine ionisierende Wirkung eines Stromes die Spitzenspannung und nicht die Effektivspannung maßgebend ist, muß diese Tatsache bei der Bauelementebestückung unbedingt berücksichtigt werden.
Bei Impulsbetrieb spielt nun noch die Dauer eines Impulses und die Impulsfrequenz eine Rolle. Der Ionisationskanal oder der Kanal höherer Leitfähigkeit entsteht nicht augenblicklich, sondern benötigt zu seiner Entstehung eine gewisse Zeit, in welcher die nötigen ionisierten Partikelchen erzeugt werden. Diese Partikel verfügen über keine unendliche Lebensdauer, sondern rekombinieren oder diffundieren aus dem Kanal hinaus. Damit ein Ionisationskanal voll zur Wirkung kommt, muß eine bestimmte Menge Ladungsträger vorhanden sein. Ist die Erzeugungsrate (Anzahl erzeugter Ladungsträger pro Zeiteinheit) an Ladungsträgern geringer als die Verlustrate, kann sich kein Kanal aufbauen. Die Ladungsträger benötigen jedoch zu ihrer Entstehung eine weitaus kürzere Zeit als zu ihrer Rekombination bzw. Diffusion. Das bedeutet, daß bereits ein Impuls in der Größenordnung von μs zum Durchschlag führen kann, wobei die Impulsfrequenz sogar nur wenige Hz zu betragen braucht. Die Feldstärkeverteilung hängt, wie schon erwähnt, von der Art der Spannungszunahme ab. Rechteckimpuls und sinusförmige Wechselspannung unterscheiden sich auch hierin voneinander. Diese Verhältnisse sind wegen der Randbedingungen (Feldverteilungsfunktion) nur sehr schwer zahlenmäßig zu erfassen. Hier sei deshalb nur soviel gesagt, daß auch bei Impulsbetrieb niedrigster Frequenz die Größe der Impulsspitze für den Betrieb von Kondensatoren maßgebend ist, beim Betrieb mit Wechselspannungen beliebiger Kurvenform demgemäß die maximal zu erwartenden Spannungsspitzen.
Ein praktisches Beispiel soll diese Ausführungen abschließen. Am Boosterkondensator eines TV-Empfängers liegt eine Gleichspannung von 200 ··· 250 V, die sich mit der Anodenspannung des Empfängers zu einem als Boosterspannung bezeichneten Wert von gewöhnlich 450 ··· 500 V addiert. Es genügt nun nicht, diesen Kondensator für eine Betriebsspannung von 250 V oder 500 V zu dimensionieren. Vielmehr ist zu berücksichtigen, daß die Aufladung des Kondensators während des Zeilenrücklaufes durch einen Impuls relativ kurzer Dauer erfolgt. Der Impuls integriert über die Dauer eines Zeilenhinlaufes, ergibt die am Boosterkondensator anliegende (nicht mit der Boosterspannung zu verwechselnde) Spannung. Bereits ohne zahlenmäßige Berechnung ist zu erkennen, daß die Spannung des Ladeimpulses ein Mehrfaches der am Boosterkondensator liegenden Gleichspannung betragen muß. Für diesen Impuls-Spannungswert, für den auch die Boosterdiode dimensioniert ist, muß daher auch der Kondensator bemessen sein. Gegebenenfalls ist noch die erhöhte Erwärmung des Kondensators durch benachbarte Bauelemente (Zeilenendröhre, Boosterdiode) zu berücksichtigen, die die Nennspannung weiter herabsetzen.
Obwohl theoretischen Überlegungen zufolge für den Boosterkondensator eine Nennspannung von etwa 5 kV zu fordern wäre, zeigt die praktische Erfahrung, daß Nennspannungen von 1000 V den praktischen Anforderungen genügen. Ein mit nur 500 V bemessener Boosterkondensator ist jedoch in jedem Fall zu schwach dimensioniert. Selbst, wenn derartige Kondensatoren vielfach störungsfrei arbeiten, bedeutet das eine Ausnutzung des vom Hersteller vorgesehenen Sicherheitsfaktors, für den der Hersteller in keinem Fall haften kann.

Leistungsfähiger AM-Kofferempfänger

FRITZ KNESCHKE

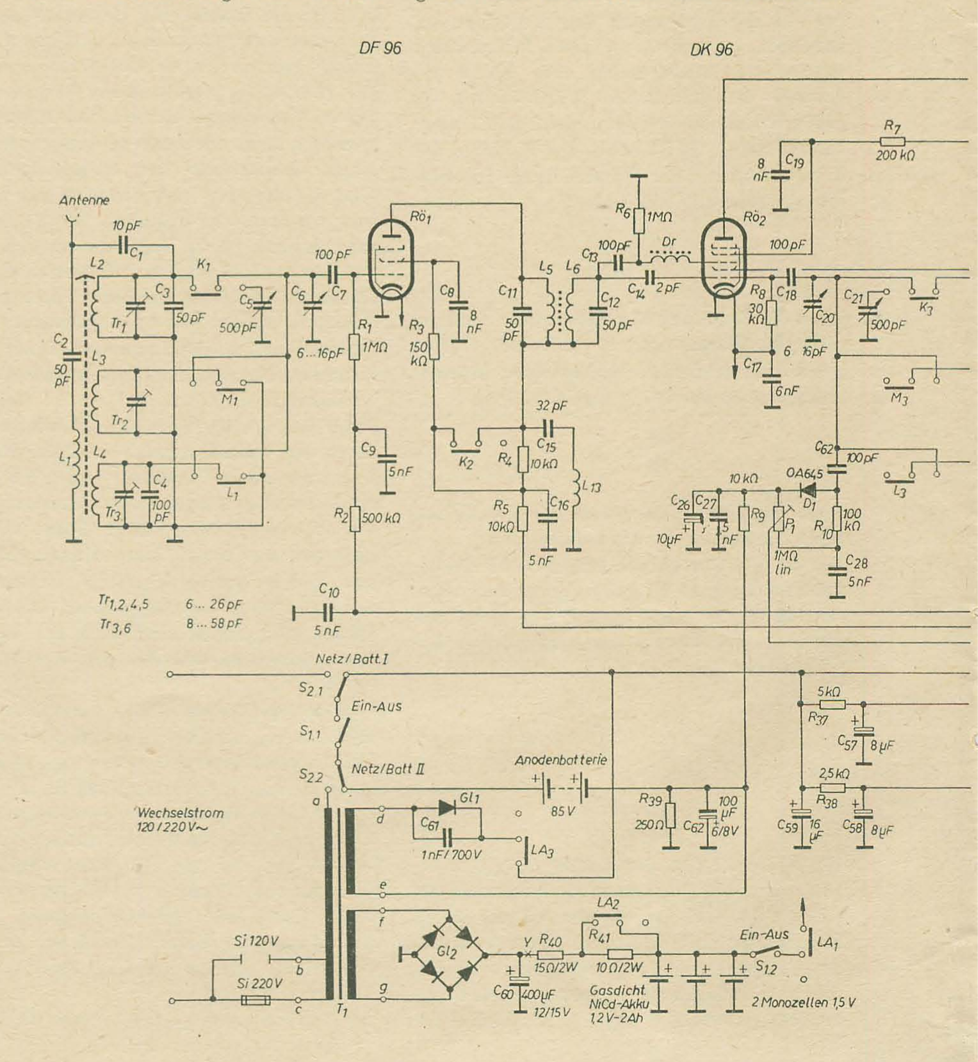
Der im folgenden Beitrag beschriebene Kofferempfänger zeichnet sich durch hohe Leistung und Wirtschaftlichkeit aus. Er lehnt sich eng an das in radio und fernsehen 10 und 11 (1961) S. 301 ··· 303 und S. 344 ··· 346 entwickelte Grundkonzept an. Der Beitrag bringt eine genaue Beschreibung der Schaltung und wichtiger Einzelheiten des ausgeführten Gerätes sowie Hinweise auf den praktischen Aufbau und die Inbetriebnahme.

Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt die Schaltung des gesamten Gerätes. Die Vorkreisspulen für die drei vorgesehenen Wellenbereiche befinden sich sämtlich auf dem Ferritantennenstab. Obwohl die Antennenwirkung im 49-m-Band gering ist, ergibt sich auch ohne Zusatzantenne ein noch durchaus brauchbarer Empfang. Als Drehkondensator dient eine AM/FM-Ausführung. Das FM-Paket (übliche C-Varation 6 ··· 16 pF) liegt immer am heißen Kreisende, während die AM-Platten nur bei MW und LW zugeschaltet werden. Die Zusatzantenne wird im KW-Bereich über C_1 an das heiße Schwingkreisende angekoppelt, in den anderen Bereichen wirkt sie induktiv auf den Ferritstab L_1. Obgleich keinerlei Umschaltungen im Antennenkreis vorgesehen wurden, arbeitet die Anordnung durchaus zufriedenstellend. Die HF-Vorstufe $Rö_1$ wird mit gedrosseltem Stromverbrauch betrieben ($R_{g2} = 150$ kΩ anstelle der vorgesehenen 40 kΩ). Bei MW und LW fällt die verstärkte Spannung im wesentlichen über R_4 ab, das auf etwa 6 MHz abgestimmte Bandfilter L_5, L_6 ist hier praktisch ohne Wirkung. Erst durch Kurzschluß des ohmschen Arbeitswiderstandes im KW-Bereich (Schalter K_2) ergibt sich die eigentliche Bandfilterwirkung für sämtliche Frequenzen des 49-m-Bandes. Durch diese Schaltmaßnahmen kommt man mit einer sehr geringen Zahl von Schaltkontakten für den Wellenschalter aus. L_{13}, C_{15} ist ein auf die ZF von 468 kHz abgestimmter Saugkreis. Die Mischstufe $Rö_2$ ist nicht geregelt. Wie beim Vorkreis wurde auch beim Oszillator die Anschaltung der Drehkondensatoren gewählt: Bei KW wirken nur die FM-Platten, in den beiden anderen Bereichen sowohl AM- als auch FM-Pakete. Wichtig bei der Bereichsschaltung ist, daß die gerade nicht benötigten Oszillatorspulen kurzgeschlossen werden, damit keine gegenseitige Beeinflussung erfolgen kann. Verwendet man einen Wellenschalter mit Umschaltkontakten, so läßt sich das sehr leicht erreichen. Interessant ist die Gewinnung einer Richtspannung aus der Oszillatorspannung mit Hilfe der Germaniumdiode D_1 (OA 645). Das Potentiometer P_1 ist ein kleiner Einstellregler zum einmaligen Trimmen der optimalen Gittervorspannung für die Endstufe. Für einen guten KW-Empfang ist die Einschaltung von C_{14} zwischen KW-Bandfilter und erstem Gitter der Mischröhre dringend erforderlich (Kompensation des Induktionseffektes). Von besonderer Bedeutung ist ferner noch die UKW-Drossel Dr. Infolge der Ableitung der Gittervorspannung für die Endröhren aus der Oszillatorschwingung ist man gezwungen, die Rückkopplung im KW-Kreis des Oszillators fester als gewöhnlich zu machen, um auf Spannungen in der gleichen Größenordnung wie bei LW und MW zu kommen. Die damit etwas stärker vorhandenen Oszillatoroberwellen können dann aber bei Vorhandensein starker UKW-Ortssender durch Überlagerung zu sehr häßlichen Geräuschen bei der Abstimmung führen oder in ungünstigen Fällen den Empfang verschiedener Sender ganz unmöglich machen. Die Zuschaltung von Dr direkt an den Fassungskontakt vom Gitter 3 beseitigt diesen Effekt vollständig.

Der ZF-Teil ist zweistufig aufgebaut und weist schaltungstechnisch nur wenig Besonderheiten auf. Wichtig ist wieder der gewählte sehr stromsparende Arbeitspunkt beider Röhren ($Rö_3$: $I_k = 1{,}1$ mA, $Rö_4$: zur Vermeidung von Übersteuerungen hier $I_k = 1{,}3$ mA etwas größer gewählt). Beide Stufen sind an die Schwundautomatik angeschlossen, wobei wieder aus Gründen der Aussteuerung $Rö_4$ nur die Hälfte der verfügbaren Regelspannung zugeführt wird (Spannungsteiler R_{16}, R_{17}). Beide ZF-Stufen sind über das Schirmgitter neutralisiert, um Symmetrie der Durchlaßkurve zu garantieren (C_{38}, C_{39} bzw. C_{41}, C_{42}).

Die mit Hilfe der Diode D_2 demodulierte NF gelangt über ein RC-Siebglied an den Lautstärkeregler P_2, dessen Schleifer über den Koppelkondensator C_{48} direkt zum Steuergitter der DAF 96 führt. Der Arbeitswider-



stand dieser Röhre wurde aufgeteilt, um sowohl eine größere NF-Spannung zum direkten Aussteuern einer Endröhre ($Rö_7$) als auch eine etwas kleinere als Gitterwechselspannung für den Phasenwender zur Verfügung zu haben, da dieser in der gewählten Anordnung eine Verstärkung hat, die betraglich größer als Eins ist.
Der Phasenwender $Rö_6$ besteht aus einer DF 96 in Triodenschaltung, die sehr stark spannungsgegengekoppelt ist. Seine Ausgangsspannung dient zum Aussteuern der zweiten Endstufenröhre $Rö_8$. Es ist hierbei zu bemerken, daß in dieser Schaltung Vorstufe und Phasenwender eine aufeinander abgestimmte Einheit bilden und daß bei der Beschaltung beider Röhren im besonderen kein Widerstand wesentlich vom angegebenen Wert abweichen darf, da andernfalls die symmetrische Aussteuerung der Endröhre nicht gewährleistet ist. Die Endstufe arbeitet normalerweise mit zwei „halben" DL 96 im Gegentakt-B-Betrieb, dem der Empfänger u. a. seine große Wirtschaftlichkeit verdankt. Wichtig ist hierbei die Bereitstellung der Gittervorspannung. Diese setzt sich aus einem von der Klemmenspannung der Anodenbatterie abhängigen und einem annähernd festen Anteil zusammen. Ersterer ist die bereits erwähnte, vom Oszillator gewonnene Richtspannung, letzterer der Spannungsabfall über R_{39} (zwischen Minus-Anodenbatterie und Masse). Da der feste Anteil nur klein ist — weniger als 2 V — spielt die geringfügige Änderung durch Schwanken des gesamten Anodenstromes (Schwundregelung, Endstufenaussteuerung)

dann gleichzeitig der Arbeitswiderstand umgeschaltet werden. Dies geschieht mittels FO_1 auf der Sekundärseite des Ausgangstransformators. Das RC-Glied parallel zur Primärseite des Trafos R_{30}, C_{53} unterdrückt die bei B-Verstärkern und ungünstigem Trafoaufbau bisweilen auftretenden störenden Einschwingvorgänge, die den Klirrfaktor erhöhen. Es empfiehlt sich hier allerdings von Fall zu Fall ein genaues Ausprobieren der Werte. Von der Sekundärseite des Ausgangstrafos führt eine frequenzunabhängige Gegenkopplung R_{23}, R_{24} zum Fußpunkt des Lautstärkereglers.
Der Stromversorgungsteil ist einfach aufgebaut. Wichtig ist, daß ein zweipoliger Schalter zum Ein- und Ausschalten des Gerätes verwendet wird, da Heiz- und Anodenbatterie gesondert geschaltet werden müssen (S_1). Mit den Umschaltern S_2 wird die Stromversorgung von Netz- auf Batteriebetrieb und umgekehrt geschaltet. Sie werden mit einer handelsüblichen Schaltbuchse betätigt, in die der Netzstecker bei Batteriebetrieb eingeführt wird. Mit Hilfe der Ladetaste LA ist es möglich, den Heizakku in kürzester Zeit (bei vorheriger Vollentladung in etwa 14 Std.) aufzuladen. Zu diesem Zweck wird mit LA_1 die Heizung der Röhren und mit LA_3 die Anodenwicklung des Netztrafos abgetrennt, letzteres zur Vermeidung von Elko-Durchschlägen infolge der sonst ansteigenden Anodenspannung. Mit LA_2 schließlich wird der richtige, maximal mögliche Ladestrom von 0,2 A eingestellt. Die Spannungsumschaltung bei Netzbetrieb geschieht sehr einfach durch Umstekken der 50-mA-Sicherung in die vorgesehenen

Schaltelemente

Die Schaltelemente können für einen tragbaren Empfänger nicht klein, mechanisch und elektrisch stabil sowie witterungsunempfindlich genug sein. Da es aber oftmals schwierig ist, ganz bestimmte Spezialteile zu erhalten, können hier nur einige Hinweise gegeben werden.

Spulen

Die Induktivitätswerte der benötigten Spulen sind in Tabelle 1 zusammengestellt. Erfahrungsgemäß ist es gerade bei den Spulenkörpern besonders mühevoll, ganz bestimmte Typen mit den dazu gehörigen Kernen zu erhalten. Aus diesem Grund wurde auch verzichtet, genaue Wickeldaten anzugeben. Ist keine Meßmöglichkeit für Induktivitäten vorhanden, so kann man mit Vorteil einen handelsüblichen Superspulensatz benutzen, bei dem sich ja mit den propagierten Bereichsdaten sehr leicht die vorhandenen Induktivitätswerte ermitteln lassen. Beachtet man, daß sich die Induktivität etwa quadratisch mit der Windungszahl ändert, so kann man einfach die vorzunehmenden Änderungen an den Kreisspulen berechnen. Im Oszillatorkreis sind käufliche Spulensätze bisweilen in den frequenzbestimmenden Teilen anders geschaltet. In diesem Falle übernimmt man dann zweckmäßig die gesamte MW- und LW-Oszillatorschaltung (einschließlich Parallel- und Reihenkondensatoren), so daß die vorgesehenen Werte von $C_{23} \cdots C_{25}$ hinfällig werden. Mit großer Wahrscheinlichkeit muß jedoch die

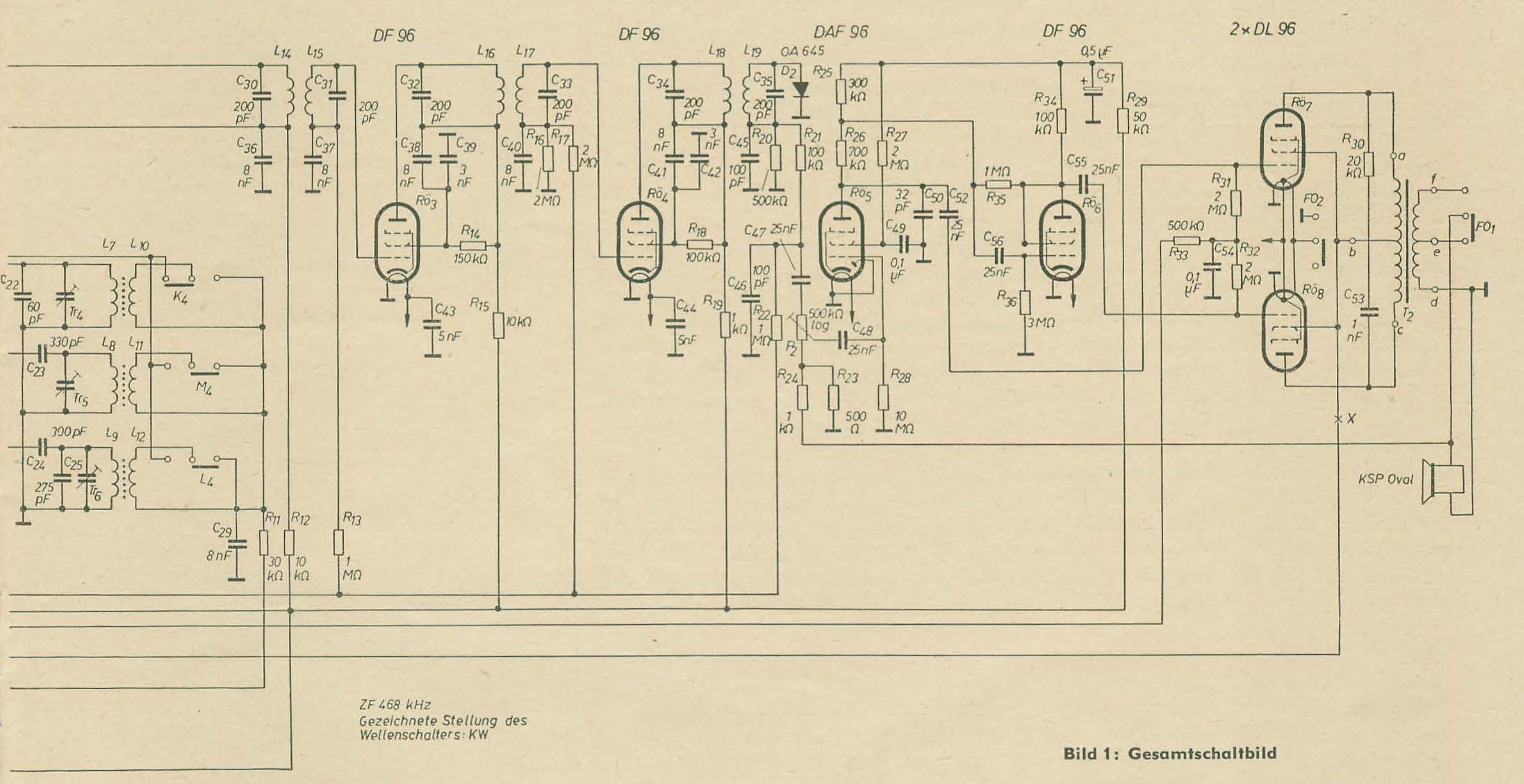


Bild 1: Gesamtschaltbild

keine Rolle. Zusätzlich schützt dieser Widerstand die Endröhren gegen Überlastung der Katoden, die sonst bei Ausfall des Oszillators — z. B. kurzzeitig bei der Bereichsumschaltung — unvermeidlich wäre. Mit der „Forte"-Taste (FO) wurde ein wahlweises Anschalten der zweiten Heizfäden vorgesehen. Um die Endleistung voll auszuschöpfen, muß

Sicherungshalter. Sehr reichlich erscheint im ersten Augenblick die Siebung in den Anodenleitungen (R_{37}, R_{38}, C_{57}, C_{58}, C_{59} usw.). Diese Schaltelemente müssen jedoch unbedingt vorgesehen werden, weil sich sonst infolge des stark schwankenden Stromes der B-Endstufe eine zu starke Verkopplung mit den anderen Röhren ergibt.

KW-Spule wohl stets geändert werden, wie auch aus noch darzulegenden Gründen die Rückkopplungswindungen geändert werden müssen — zweckmäßigerweise sieht man hier immer induktive Rückkopplung vor. Die Rückkopplungsspulen müssen so fest wie möglich mit ihren Kreisspulen gekoppelt werden. Die günstigste Anordnung der Spulen

Tabelle 1

Spule	Induktivität	Windungen	Draht	Bemerkungen
L_1	—	etwa 20	0,3 CuLS	siehe Text
L_2	7,28 μH		1 ··· 1,5 CuL	siehe Bild 2
L_3	185 μH		HF-Litze	
L_4	1,84 mH		etwa 0,2 CuLS	
L_5	14 μH		etwa 0,2 CuLS	
L_6	14 μH		etwa 0,2 CuLS	
L_7	5,76 μH		0,5 CuL	
L_8	111 μH		HF-Litze	
L_9	132 μH		etwa 0,2 CuLS	
L_{10}	—	etwa $^1/_3$ L_7	0,3 CuLS	fest über das kalte Ende von L_7 gewickelt
L_{11}	—	etwa $^1/_3$ L_8	0,2 CuLS	fest über das kalte Ende von L_8 gewickelt
L_{12}	—	etwa $^1/_3$ L_9	0,2 CuLS	fest über das kalte Ende von L_9 gewickelt
L_{13}	4 mH		0,12 CuLS	
L_{14} ··· L_{19}	0,6 mH		HF-Litze	Bandfilterspulen
Dr	1 ··· 2 μH		0,2 CuLS	

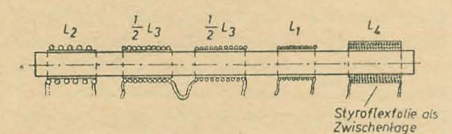


Bild 2: Anordnung der Spulen auf dem Ferritstab

auf der Ferritantenne ist im Bild 2 gezeigt. Der Abgleich der Vorkreisspulen geschieht durch Verschieben auf dem Ferritstab. Da die L-Änderung mit der Verschiebung in der Stabmitte relativ gering ist, teilt man die dort angeordnete MW-Spule in zwei Teile auf, die gegeneinander verschoben werden können. Sollte keine Meßmöglichkeit vorhanden sein, so werden die Windungszahlen der Kreisspulen $L_2 \cdots L_4$ am besten im fertigen Gerät erprobt: Die richtige Windungszahl ist dann erreicht, wenn bei vollzogenem Abgleich die einzelnen Spulen, etwa in der im Bild 2 gezeigten Anordnung, auf dem Antennenstab ruhen und nicht etwa an den Enden überstehen oder zu dicht zueinander angeordnet sind. In allen diesen Fällen erkennt man jedoch leicht, in welchem Sinne die Windungszahl abzuändern ist. Die Windungszahl der Ankoppelspule L_1 ist nicht kritisch, da Ankoppelschaltungen für nichtangepaßte Antennen sowieso stets Kompromißlösungen darstellen. Im Mustergerät wurden mit dem Reihenkondensator C_2 und der angegebenen Windungszahl sehr befriedigende Ergebnisse erzielt, doch können, vor allem bei Beschränkung auf ganz bestimmte Zusatzantennen (z. B. kurze Stabantenne), auch andere Dimensionierungen zweckmäßig erscheinen.

Kondensatoren

Sind keine besonderen Angaben gemacht, werden Typen mit etwa 100-V-Arbeitsspannung benötigt. Keramische Kondensatoren mit niedrigen Dielektrizitätskonstanten oder solche mit Kunststoffolie („Styroflex"-K.) sind für die frequenzbestimmenden Kreise am günstigsten. Für die in größerer Zahl verwendeten Sieb- bzw. Entkopplungskondensatoren mit den Werten 3, 5 und 8 nF empfehlen sich ihrer geringen Abmessung wegen besonders Epsilankondensatoren in Scheibchen- oder Röhrchenausführung. Werte von 10 nF bis 0,1 μF realisiert man am besten durch Duroplast- oder Sicatroptypen und noch höhere Werte durch Miniaturelkos. Als Drehkondensator eignet sich jeder gerade vorhandene AM/FM-Typ, sofern dieser nur nicht zu groß ist. Günstig ist ein ein- oder angebauter Zahntrieb mit einer Übersetzung von 1 : 2 bis 1 : 3, der den Durchmesser des Seilrades im entsprechenden Verhältnis zu reduzieren gestattet. Die Trimmer $Tr_1 \cdots Tr_6$ sollen möglichst kleine Grundflächen besitzen. Sehr gut eignen sich die Rohrtrimmer mit Kunststofffolie als Dielektrikum, die im Handel erhältlich sind.

Widerstände

Mit Ausnahme von R_{40} und R_{41} genügen Widerstände mit 0,05 W Belastbarkeit, die auch platzmäßig am günstigsten sind. Sollten bestimmte Werte in dieser Größe nicht erhältlich sein, so können natürlich jederzeit die räumlich ungünstigeren 0,1 oder 0,25-W-Widerstände verwendet werden.

Wellenschalter

Am besten eignen sich für diesen Zweck hier Druck- bzw. Schiebetastenschalter. Im vorliegenden Gerät wurde eine Ausführung mit fünf Tasten verwendet, die pro Taste vier Umschaltkontakte aufweist. Infolge der gewählten Umschaltung in der Koppelschaltung zwischen Vor- und Mischstufe ist die Verdrahtung des Schalters ganz unkritisch, so daß keinerlei Abschirmungen am Schalter erforderlich sind. Führt man einige geringfügige Änderungen der Schaltung durch, so läßt sich auch der Miniaturtastenschalter von Neumann verwenden. Allerdings müssen dann je nach vorliegendem Schaltertyp einige der Kontaktbrücken von Arbeits- auf Ruhebetrieb und umgekehrt umgesetzt werden.

Sonstige Einzelteile

Als Bandfilter eignet sich jeder Typ, der für eine ZF von 468 kHz ausgelegt ist, sofern dieser nur genügend klein ist. Das gleiche gilt für den Lautstärkeregler, der mit dem Schalter für die Stromversorgung kombiniert ist (günstig ist hier der Typ 0120.052 vom VEB Elrado, Dorfhain). Die beiden Transformatoren T_1 und T_2 werden am besten nach den Wickelangaben in Tabelle 2 selbst hergestellt. Dabei beziehen sich die Wicklungsdaten für die Sekundärwicklung von T_2 auf einen Lautsprecherwiderstand von 2 Ω (verwendetes System: KSP-Oval, Elektromechanik Karl Schulz, Berlin-Weißensee). Die Gleichrichter Gl_1 und Gl_2 sind normale Selengleichrichter, die aus gerade vorhandenen größeren Säulen zusammengesetzt wurden: Gl_1 aus zwölf Platten der 30- bzw. 40-mA-Reihe in Reihenschaltung, Gl_2 aus vier Platten der 0,1- bzw. 0,15-A-Reihe in Graetzschaltung. Der erforderliche gasdichte NiCd-Akku ist der 2-Ah-Typ 9176.2 der Grubenlampenwerke Zwickau.

Hinweise zum praktischen Aufbau

Konstruktion und damit endgültiges Volumen und Gewicht hängen bei einem derartigen Gerät sehr stark von den zur Verfügung stehenden Einzelteilen ab. Es sollen daher auch hier nur einige Hinweise gegeben werden.

Gewählt wurde eine Gehäuseform mit vorn liegender Linearskala und auf dem Oberteil befindlichen Einstellorganen. Damit ergab sich als günstigste Chassisform das Vertikalchassis, das in der im Bild 3 erkennbaren Weise abgewinkelt wurde (Material: 2-mm-Alu-Blech). Durch diese Maßnahme entstehen im Gesamtvolumen vier Hohlräume mit verschiedenen Tiefen, die sich sehr gut durch die verschiedenartigen Bauteile ausfüllen lassen:

- Raum a: Tiefe etwa 55 mm, für Röhren und Fassungen, Vorkreis- und Oszillatorspulen, Ferritantenne, Bandfilter, Ausgangstransformator, verschiedene Kleinteile;
- Raum b: Tiefe etwa 20 mm, für Skala und Antriebsmechanik, Tastenschalter, Drehscheiben für Sendereinstellung und Lautstärke, Zwischenkreisbandfilter L_5, L_6, Verdrahtung;
- Raum c: Tiefe etwa 38 mm, für Lautsprecher (Korb!), Netztrafo, NiCd-Akku, Gleichrichter, Elkos für Stromversorgung, Teil der Verdrahtung des NF-Teiles (siehe Bild 6);
- Raum d: Tiefe ebenfalls etwa 38 mm, für den Lautsprechermagneten (Chassis ist durchbrochen!), Anodenbatterie, zwei Monozellen, Sicherungshalter, Raum für Netzschnur.

Sollten nicht einige sehr große Teile verwendet werden müssen, so dürfte die Tiefe

Transformator	Wicklungsanschluß	Windungszahl	Draht	Kern
T_1	a — b	3020	0,10 CuL	
	b — c	2530	0,06 CuL	M 42
	d — e	1980	0,07 CuL	Dyn. Bl. IV
	f — g	225	0,4 CuL	
T_2	a — b	4000	0,08 CuL	
	b — c	4000	0,08 CuL	M 42
	d — e	63	0,8 CuL	Dyn. Bl. IV
	e — f	27	0,6 CuL	

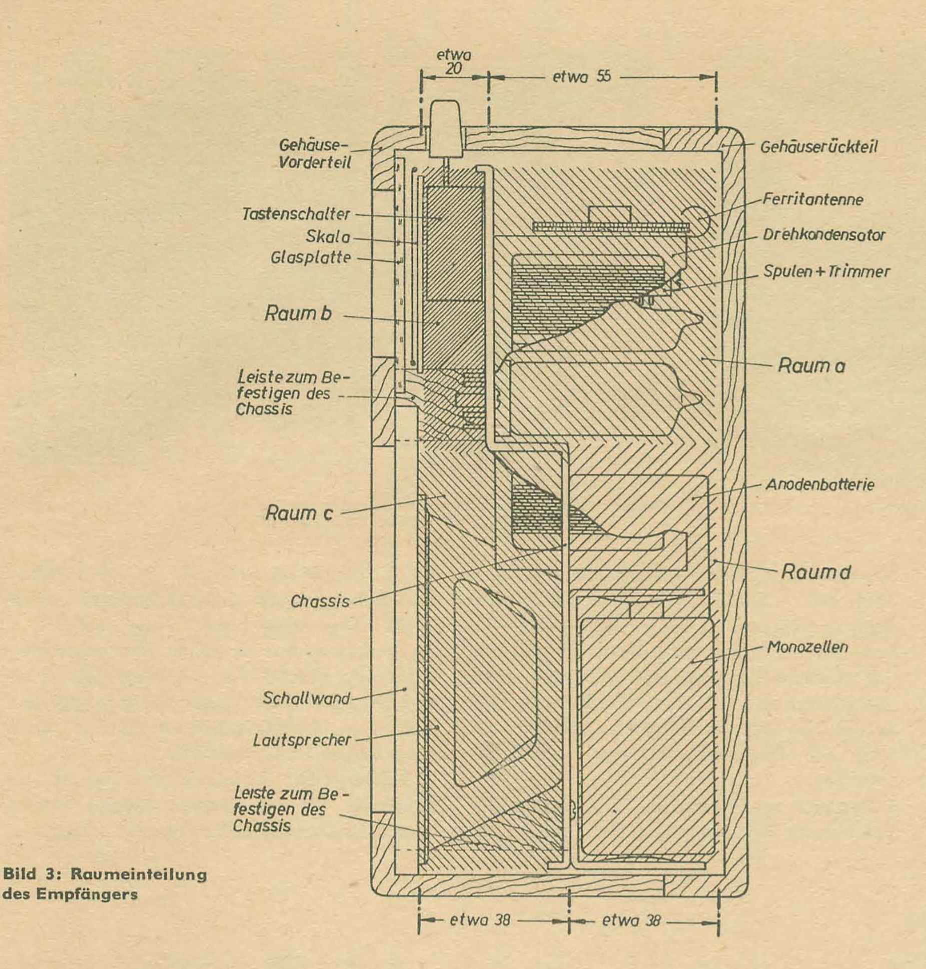


Bild 3: Raumeinteilung des Empfängers

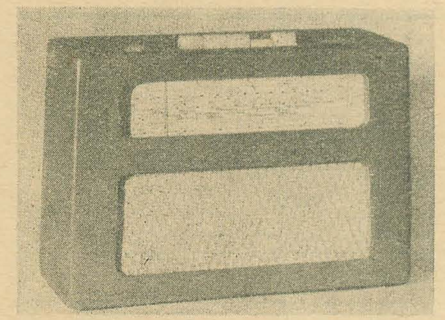


Bild 4: Vorderansicht

des Mustergerätes (75 mm + Gehäusewände + Schallwand) wohl stets eingehalten werden können, wenn auch die anderen Abmessungen bisweilen etwas geändert werden müssen. Das Gehäuse wurde aus 6 mm starkem Sperrholz hergestellt und mit Kunstleder bezogen.

Die Bilder 4 ··· 8 zeigen die einzelnen Ansichten des Koffergerätes.

Hinweise zur Inbetriebnahme

Nach der mechanischen und schaltungstechnischen Fertigstellung des Gerätes empfehlen sich folgende weitere Arbeitsgänge:

1. Grobe Einstellung der Oszillatorbereiche auf Sollwert ($f_e + f_z$) mittels $L_7 \cdots L_9$ und $Tr_4 \cdots Tr_6$.

2. Einstellung der Vorspannung für die Endröhren. Zweckmäßigstes Vorgehen: P_1 auf etwa 80% des Maximalwertes einstellen, Strommesser bei X (Bild 1) einschalten, frische Batterie (85 V) benutzen, „Forte"-Taste nicht gedrückt, MW-Bereich einschalten. Der Drehkondensator wird in eine mittlere Stellung gedreht und L_{11} so lange verändert, bis der gemessene Strom etwa 1,2 mA beträgt. Dieser Wert darf jetzt auch an den Bereichsenden nicht wesentlich verändert sein (Toleranzen etwa 0,9 ··· 1,5 mA). Danach werden, wieder in der Bereichsmitte, die Rückkopplungswicklungen im KW-(L_{10}) und LW-Bereich (L_{12}) ebenfalls abgeändert, so daß wieder der gleiche Strom fließt. Zur Kontrolle der Spannungsabhängigkeit speist man jetzt das Gerät mit einer sehr niedrigen Spannung von z. B. 50 ··· 60 V. Dabei darf der gemessene Strom in allen Wellenbereichen ebenfalls die obengenannten Toleranzgrenzen nicht wesentlich überschreiten. Sollte dies doch der Fall sein, so betreibt man das Gerät schließlich noch einmal mit einer mittleren Anodenspannung von etwa 65 ··· 70 V und regelt hier mit P_1 endgültig auf 1,2 mA ein.

Technische Daten



Betriebsarten:
Batterie- und Wechselstrombetrieb

Netzspannungen:
110 ··· 130 V, 220 ··· 240 V, 50 Hz

Leistungsaufnahme aus dem Netz: etwa 4 W

Batterien:
Anodenbatterie 85 V, eingebauter gasdichter und wiederaufladbarer NiCd-Akku 1,2 V bis 2 Ah, zusätzlich 2 Monozellen zuschaltbar

Heizstrom:
200 mA (250 mA bei erhöhter Endleistung)

Anodenstrom:
etwa 6,5 mA bei mittlerer Lautstärke und mittelstark einfallendem Sender mit normaler „halber" Endstufe

Netzgleichrichtung: 2 Selengleichrichter

Röhrenbestückung:
DF 96, DK 96, DF 96, DF 96, DAF 96, DF 96, DL 96, DL 96

Germaniumdioden: 2× OA 645

Anzahl der Kreise:
M, L: 8, K: 10; davon je 2 abstimmbar

Wellenbereiche:
L: 150 ··· 280 kHz
M: 525 ··· 1600 kHz
K: 5,950 ··· 6,200 MHz (49-m-Band)

Zwischenfrequenz: 468 kHz

ZF-Selektion: besser als 1 : 500/9 kHz

HF-Empfindlichkeit:
besser als 10 µV, gemessen an der Antennenbuchse bei 6 MHz

Antenne:
M, L: Ferritstab, Zusatzantenne möglich,
K: Ferritstab als Behelf, Zusatzantenne zweckmäßig

Schwundausgleich:
Rückwärtsregelung, auf 3 Röhren unter Umgehung der Mischröhre wirkend

Ausgangsleistung:
200 mW (etwa 350 mW durch Zuschalten von Endröhren-Heizfäden erreichbar)

Lautsprecher:
Permanent-dynamisches Ovalsystem 1,5 W

Gehäuse:
Sperrholzgehäuse mit Kunstlederbezug

Abmessungen: 270×200×97 mm

Gewicht: etwa 4,0 kp mit Batterien

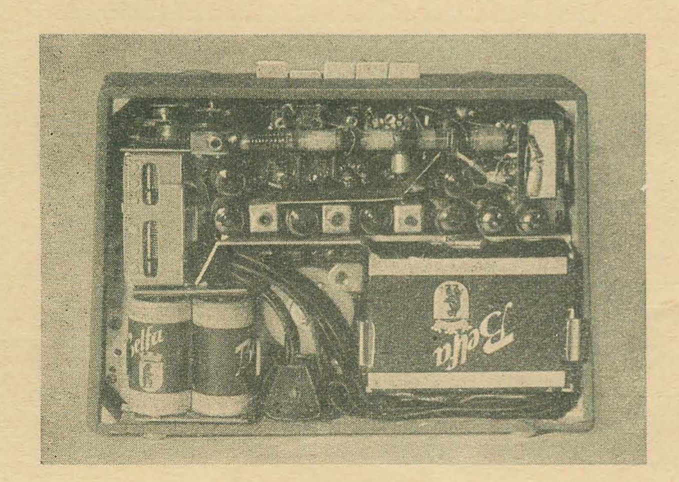


Bild 5: Rückansicht des geöffneten Gerätes

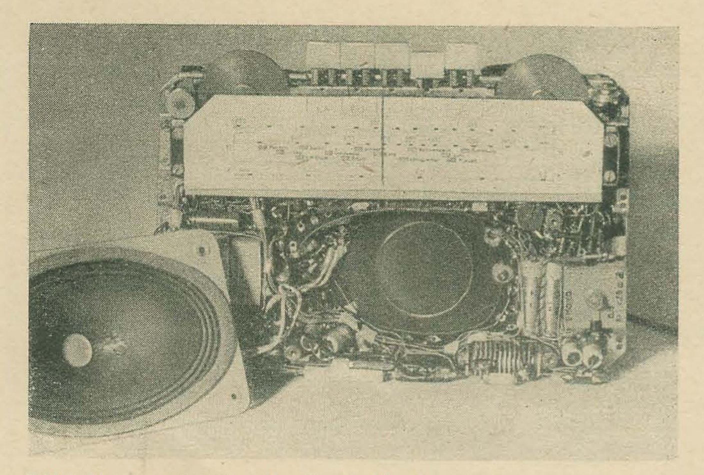


Bild 6: Chassisvorderseite mit entferntem Lautsprecher

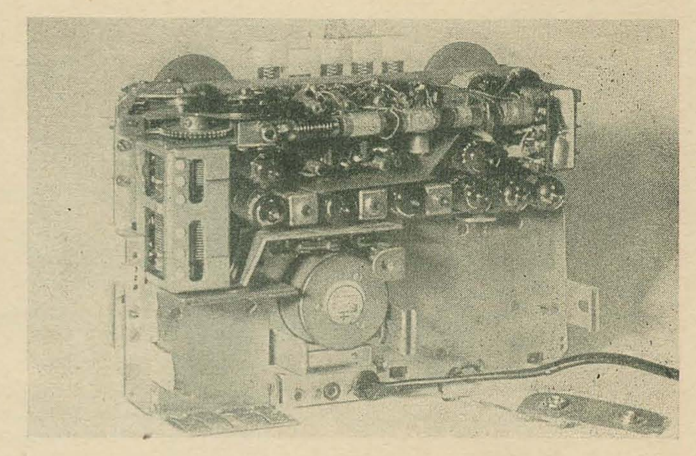


Bild 7: Chassisrückseite mit entfernten Batterien

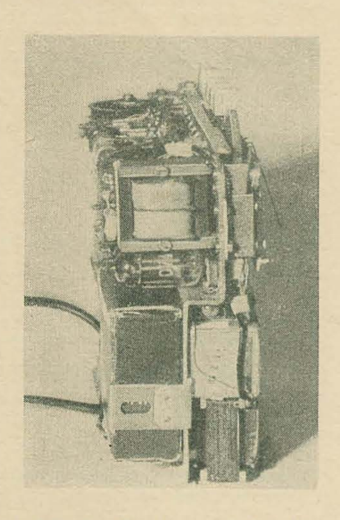


Bild 8: Seitenansicht des Chassis, von links oben nach unten: Ausgangstransformator, Endröhre, Anodenbatterie; von rechts oben nach unten: Wellenschalter mit Verdrahtungsraum, gasdichter NiCd-Akku, Netztransformator

Dadurch ergibt sich auch bei extremen Anodenspannungen noch ein befriedigendes Verhalten.

3. Genauer Abgleich des HF-, Oszillator- und ZF-Teiles. ZF-Bandfilter, ZF-Saugkreis, MW- und LW-Bereiche werden nach der üblichen Abgleichpraxis abgeglichen (Vorkreisinduktivitäten durch Verschieben der Spulen auf dem Antennenstab verändern).

KW: Nach Einstellen des Oszillator- und Vorkreises wird das KW-Bandfilter abgeglichen, Meßsender auf Bandmittenfrequenz 6,075 MHz einstellen, Empfängerabstimmung entsprechend nachstellen. Jetzt wird zuerst der Primärkreis L_5 auf Maximum abgeglichen (Sekundärkreis durch Parallelschalten einer RC-Kombination bedämpfen und verstimmen), danach umgekehrt Maximumabgleich des Sekundärkreises.

Kontrolle der erforderlichen Bandbreite: Meßsender und Empfängerabstimmung auf Frequenz am Bereichsende (5,950 bzw. 6,200 MHz), Erhöhung der HF-Spannung um etwa 40 % muß jetzt gleichen Ausschlag geben. Ist dies nicht der Fall, wird die Kopplung geändert, am einfachsten durch Veränderung des Abstandes zwischen L_5 und L_6.

4. Abgleich von R_{30} und C_{53}. Ein genauer Abgleich dieser Werte ist im Interesse eines kleinen Klirrfaktors günstig. Die Gegenkopplungsleitung wird aufgetrennt und an P_2 ein NF-Generator gelegt — eingestellte Frequenz etwa 500 ··· 2000 Hz. Die Lautstärke wird dann so weit erhöht, bis geringes Klirren im Lautsprecher hörbar wird. Jetzt wird R_{30} und C_{53} versuchsweise geändert. Die günstigsten Werte sind erreicht, wenn die Verzerrungen auf ein Minimum zurückgehen. Anschließend wird der Gegenkopplungsweg wieder geschlossen.

5. Abgleich von R_{40} und R_{41}. Ein genauer Abgleich dieser Werte empfiehlt sich im Interesse eines schonenden Betriebes des NiCd-Akkus. Die Netzspannung wird auf Sollwert „eingestellt", Strommesser bei Y eingeschaltet.

a) Normaler Betrieb: Eine Wellenbereichstaste und „Forte"-Taste drücken, R_{40} so abgleichen, daß Strommesser 260 mA zeigt. Bei normalem Endstufenbetrieb fließen dann etwa 60-mA-Dauerladestrom.

b) Ladebetrieb: Ladetaste drücken, R_{41} so einstellen, bis Strommesser 200 mA anzeigt (normaler Ladestrom für Schnell-Ladung).

Fortsetzung von radio und fernsehen 12 (1960) S. 379

Tabelle: Neue sowjetische Analogierechenmaschienen

Typ	Anwendung	Rechen-operation	Genauigkeit in %	Stromverbrauch in W	Maße in mm	Gewicht in kp	Bemerkungen
Zusatz- und Hilfsgeräte							
БП 3-1	Verzögerungseinrichtung Eingang U (t) Ausgang U (t—τ)	Zeitverzögerung einer Funktion um einen konstanten, einstellbaren Wert von 0,1 bis 20 s	3	300	250 × 370 × 380	25	6 Operationsverstärker und 2 elektromechanische Schalter
БРВ	Lösung von Integralgleichungen des Fredholmschen- und Volterraschen Typs	Zusatzgerät zu den nichtlinearen Analogierechenmaschinen	—	—	550 × 600 × 1250	200	Zahl der Approximationsstufen: 10, 25 und 50 Zeit der Funktionsbildung: 5 s
ВС-2	Stabilisierter Netzgleichrichter für ЭМ-2	—	—	1000	450 × 750 × 850	150	—
И-5	Funktionsdarstellung bei repetierender Maschine	Elektronenstrahlsichtgerät Zusatzgerät zu allen Analogiemaschinen	—	40	500 × 240 × 380	22,5	Schirm ∅ 130 mm, Nachleuchtdauer 30 s, Empfindlichkeit 7 mm/V, Ablenkdauer 10 ··· 250 s, Zeitmarken 0,1; 1 und 10 Hz
ННБ	Zusatzgerät für МН-М für $y = cx_1x_2$ und $y = f(x)$ mit nichtlinearer Abhängigkeit	Nachbildung nichtlinearer Funktionen, z. B. sin x, cos x usw.	1	450	Grundfläche 0,3 m²	45	Mit Flächendioden ausgerüstet, vier Universalblöcke eingebaut
ЭОН-4	Elektronenstrahlsichtgerät für ЭМ-2	—	—	—	350 × 550 × 600	30	—

Bauanleitung: Ein ökonomischer Gegentaktverstärker

F. WOLFGANG DABRUCK

Bauanleitungen für Gegentaktverstärker sind in der Vergangenheit hinreichend oft veröffentlicht worden. Diese Gegentaktverstärker haben zwar oft eine hervorragende Qualität im bezug auf die Wiedergabe, jedoch ist der für sie erforderliche Aufwand meist recht hoch. Unter Aufwand sollen die Anschaffungskosten, wie die Anzahl der notwendigen Röhren und der dazugehörigen Bauelemente als auch die Betriebskosten, wie Heiz- und Anodenstromverbrauch verstanden werden.

Berücksichtigt man die vorgenannten Punkte, so kann ein Verstärker als ökonomisch angesprochen werden, wenn er eine geringe Anzahl von Röhren benötigt und außerdem eine geringe Stromaufnahme hat, ohne daß Kompromisse hinsichtlich der Leistung und der Qualität geschlossen werden müssen. Im folgenden soll ein Gegentaktverstärker beschrieben werden, auf den diese Voraussetzungen zutreffen. Seine Ausgangsleistung beträgt 5 W bei etwa 3% Klirrfaktor.

Schaltung

Der Verstärker kommt mit nur zwei Röhren vom Typ ECL 84 und der Gleichrichterröhre aus (Bild 1). Die ECL 84 ist durch die getrennte Herausführung der Katoden der beiden in einer Röhre vereinigten Systeme sehr gut für diesen Zweck geeignet.

Das Eingangssignal wird gleichspannungsfrei über einen Diodenstecker an das heiße Ende des Lautstärkepotentiometers geführt. Der Kopplungskondensator ist im Interesse einer guten Übertragung auch der tiefen Frequenzen mit 0,1 µF reichlich bemessen. Das Potentiometer P_1 hat einen Wert von 1,3 MΩ. Der Abgriff des Potentiometers ist mit einem RC-Glied verbunden, das hier nicht, wie sonst üblich, nach Masse führt, sondern mit der Gegenkopplung verbunden ist. Dieses RC-Glied hat die Aufgabe, die hohen Tonfrequenzen bei leiser Einstellung etwas herabzusetzen. Vom Schleifer des Potentiometers gelangt das Signal über einen weiteren Kopplungskondensator, der auch hier wieder reichlich bemessen ist, an das Steuergitter der Röhre Rö$_{1.1}$.

Die Triode Rö$_{1.1}$ arbeitet als Vorverstärker. Eine starke frequenzunabhängige Gegenkopplung dient in erster Linie der Klangbeeinflussung. Zu diesem Zweck ist der Katodenwiderstand in zwei Widerstände aufgeteilt. Der mit 100 µF überbrückte und an der Katode liegende Teilwiderstand entspricht dem eigentlichen Katodenwiderstand. Am Fußpunkt dieser Kombination ist der Bezugspunkt für die Gittervorspannung. Der untere Teilwiderstand erzeugt hier eine Stromgegenkopplung. Hierdurch wird die Verstärkung der Triode für alle Frequenzen herabgesetzt. Durch Parallelschalten von geeigneten Bauelementen ist es nun möglich, die Gegenkopplung für bestimmte Frequenzbereiche aufzuheben, d. h. für diese Bereiche die ganze Verstärkung der Röhre in Anspruch zu nehmen. Zu diesem Zweck ist der untere Teilwiderstand durch eine Reihenschaltung eines Elkos mit einer Drossel überbrückt. Dieses LC-Glied bewirkt eine Aufhebung der Gegenkopplung für die tiefen Frequenzen. Es ergibt sich somit eine Baßanhebung. Die Baßanhebung ist fest eingestellt. Auf eine besondere Regelung wurde hier verzichtet. Wo sie jedoch erwünscht sein sollte, kann zwischen dem LC-Glied und Masse ein Potentiometer von etwa 5 kΩ eingeschaltet werden.

Ähnlich wie die Baßanhebung arbeitet auch die Höhenanhebung. Hier wird den hohen Frequenzen ein Weg über eine Kapazität von 0,1 µF gegeben. In Reihe damit ist ein 5-kΩ-Potentiometer geschaltet, das eine beliebige Regelung der Höhenanhebung gestattet. Je stärker der Kondensator durch Herabregeln des Potentiometers eingeschaltet wird, umsomehr wird die Gegenkopplung für die Höhen aufgehoben. Eine Aufhebung der Gegenkopplung bedeutet in diesem Fall, daß die hohen Frequenzen gegenüber den übrigen höher verstärkt werden.

An der Katode der Röhre Rö$_{1.1}$ wird außer der bisher beschriebenen Stromgegenkopplung auch noch eine Spannungsgegenkopplung wirksam. Diese kommt von der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers und hat die Aufgabe, den Klirrfaktor des Verstärkers herabzusetzen. Daneben trägt diese zweite Gegenkopplung auch noch zur Klangbeeinflussung bei. Da die Wirkung in dieser Hinsicht jedoch nur eine untergeordnete Rolle spielt, kann hier auf eine nähere Beschreibung verzichtet werden.

Von der Anode der Röhre R$_{1.1}$ aus gelangt das Signal über einen weiteren Kopplungskondensator an das Steuergitter der Phasenumkehrstufe. Bei der Phasenumkehr handelt es sich um die sogenannte Katodynschaltung. Der Arbeitswiderstand der Umkehrröhre ist in zwei genau gleiche Teile aufgeteilt. Der eine Teilwiderstand ist in die Anodenleitung eingeschaltet, während der andere Teilwiderstand in der Katodenleitung liegt. Man kann jetzt an der Katode und an der Anode der Umkehrröhre je eine gleichhohe Spannung abnehmen, die aber in ihrer Phasenlage um 180° verschoben sind.

Die Ausgänge der Umkehrstufe führen über je einen Kopplungskondensator an die Steuergitter der beiden Endpentoden Rö$_{1.2}$ und Rö$_{2.2}$. Vor den Steuergittern liegen jeweils noch Widerstände von 1 kΩ. Sie haben die Aufgabe, evtl. Schwingneigung durch Selbsterregung zu verhindern. Die gleiche Aufgabe fällt den 100-Ω-Widerständen in den Schirmgitterleitungen zu.

Bei der Endstufe handelt es sich um eine sogenannte Ultraliniarschaltung. Der Ausgangstrafo hat je eine Anzapfung für die Schirmgitter der Endröhren. An diesen Anzapfungen kann eine Gegenkopplungsspannung abgenommen werden, die dem Schirmgitter zugeführt wird. Dadurch wird der Wert des Klirrfaktors weiter verbessert.

Der Netzteil weist keine Besonderheiten auf. Im Interesse eines möglichst geringen Brummens sollten die angegebenen Kapazitätswerte der Elektrolytkondensatoren nicht unterschritten werden. Um die Gleichrichterröhre zu schützen, können vor den Anoden Widerstände von 100 Ω eingeschalten werden. Hierfür sollten nur Schichtwiderstände verwendet werden.

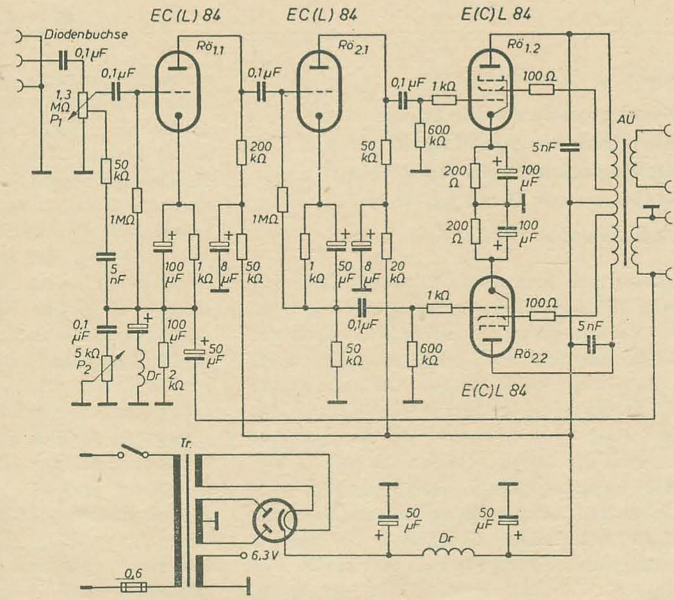


Bild 1: Schaltbild des 5-W-Verstärkers

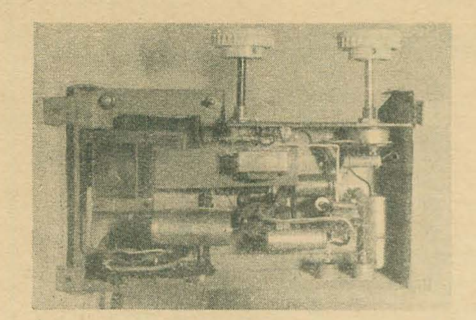


Bild 2: Verdrahtung der Schaltung

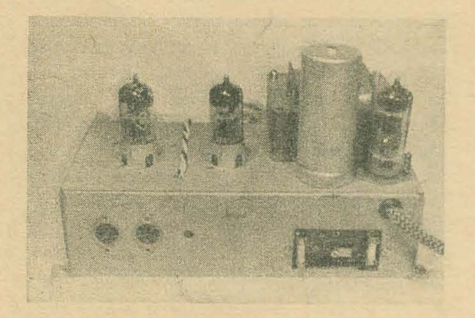


Bild 3: Rückansicht des Verstärkers

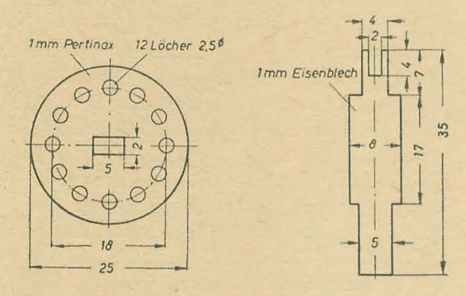


Bild 4: Stützpunktscheibe

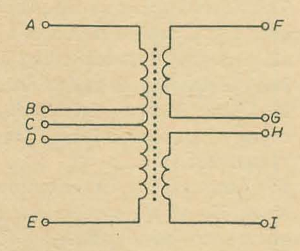


Bild 5: Wickelschema des Ausgangsübertragers

Aufbauhinweise

Für den Verstärker wurde ein Chassis verwendet, das sich aus einem Stück Alublech leicht herstellen läßt. Auf dem Chassis des Mustergerätes wurde der Ausgangsübertrager nicht mit untergebracht, sondern er wurde in einer Lautsprecherbox aufgestellt. Es ist jedoch zu empfehlen, den Übertrager an einer Seitenwand des Chassis zu befestigen.
An der Frontseite befinden sich die Regler für Lautstärke und Klangfarbe (Bild 2). Der Lautstärkeregler ist mit dem Netzschalter kombiniert. An der Rückseite befinden sich die Eingangsbuchsen, die Netzkabeleinführung und die Sicherung (Bild 3).
Die beiden Röhren $Rö_1$ und $Rö_2$ stehen nebeneinander. Dadurch ergeben sich kurze Leitungen, die sehr zum stabilen Arbeiten des Verstärkers beitragen. Widerstände und Kondensatoren sind direkt an den Anschlüssen der Röhrenfassung angelötet. Dazu wurden die betreffenden Drahtenden der Bauteile bis auf ein Mindestmaß gekürzt. Die dem Röhrenanschluß abgewandte Seite der Bauteile wird an einen Stützpunkt gelegt, der über der Röhrenfassung angebracht ist.
Die Stützpunkte bestehen aus Pertinax. Entsprechend den Anschlüssen der Röhrenfassung sind entlang der Kante Bohrungen von etwa 2,5 mm ∅ vorgesehen (Bild 4). Die Befestigung des Stützpunktes geschieht durch einen schmalen Blechstreifen, der in den Abschirmzylinder der Röhrenfassung eingelötet wird. Die Pertinaxscheibe wird darin eingehakt.
Der ganze Verstärker wurde aus handelsüblichen Teilen aufgebaut. Eine Ausnahme bildet die im Gegenkopplungszweig liegende Drossel. Sie muß selbst gewickelt werden. Angaben hierzu können der Materialaufstellung entnommen werden. Für denjenigen, der sich den Ausgangsübertrager selbst wickeln will, sollen hier noch entsprechende Angaben gemacht werden.

Ausgangsübertrager

Trafokern M 102b Dyn. Bl. 0,35 (siehe Bild 5)

A — B	1040 Wdg	0,18 mm CuL
B — C	260 Wdg	0,18 mm CuL
C — D	260 Wdg	0,18 mm CuL
D — E	1040 Wdg	0,18 mm CuL
F — G	30 Wdg	1,5 mm CuL
H — I	30 Wdg	1,5 mm CuL

Schachtelwicklung

Zusammenstellung der verwendeten elektrischen Einzelteile

2 Röhren	ECL 84
1 Röhre	EZ 80
1 Netztrafo	60 mA 2 × 300 V, 2 × 6,3 V
1 Potentiometer	1,3 MΩ
1 Potentiometer	5 kΩ
2 Elektrolytkondensatoren	50 μF 500 V
2 Elektrolytkondensatoren	8 μF 500 V
4 Elektrolytkondensatoren	100 μF 12 V
1 Elektrolytkondensator	50 μF 12 V
6 Sikatropkondensatoren	0,1 μF 500 V
1 Sikatropkondensator	50 nF 500 V
2 Sikatropkondensatoren	5 nF 500 V
2 Schichtwiderstände	100 Ω 0,5 W
2 Schichtwiderstände	200 Ω 1 W
2 Schichtwiderstände	1 kΩ 0,5 W
1 Schichtwiderstand	2 kΩ 0,5 W
1 Schichtwiderstand	20 kΩ 0,5 W
4 Schichtwiderstände	50 kΩ 0,5 W
1 Schichtwiderstand	200 kΩ 0,5 W
2 Schichtwiderstände	600 kΩ 0,25 W
2 Schichtwiderstände	1 MΩ 0,25 W
1 Sicherung	0,6 A
1 Netzdrossel	D 55/60 Fa. G. Neumann, Creuzburg
1 Klangdrossel	1850 Wdg 0,07 mm ∅ CuL auf M 30-Kern Dyn. Bl. 0,10 wechselseitig geschichtet

---

DIE INTERESSANTE PLATTE

Ludwig van Beethoven

Klaviersonate As-dur op. 26
Klaviersonate g-moll op. 49 Nr. 1
Klaviersonate Es-dur op. 27 Nr. 1
Klaviersonate G-dur op. 49 Nr. 2

Rudolf Fischer, Klavier

Ludwig van Beethovens Stellung und Bedeutung in der Musik ist eindeutig und bestimmt. Über diesen Glanz- und Höhepunkt deutscher Musik ausführlich hier zu schreiben, hieße Eulen nach Athen tragen. Oftmals werden jedoch über die großen sinfonischen Werke und seine Oper „Fidelio“ die Klavierwerke etwas stiefmütterlich behandelt und in den Hintergrund gedrängt. Dabei gehören seine 32 Sonaten zu den bedeutendsten Kompositionen des Meisters überhaupt. Die auf der vorliegenden Langspielplatte vereinigten vier Sonaten stammen sämtlich aus der ersten Periode seines Wiener Aufenthalts. Man soll sich besonders bei den beiden kleinen sonatinenartigen Werken in g-moll und G-dur nicht durch die hohe Opuszahl täuschen lassen. Die warme Heiterkeit dieser Sonaten zeigt Beethoven von seiner freundlichsten Seite. Bekannter als diese beiden ist schon die As-dur Sonate, deren berühmter dritter Satz, der Trauermarsch (Marcia funebre: Maestoso) in unmittelbarer Nähe des Trauermarsches der 3. Sinfonie „Eroica“ steht. Besonders erfreulich ist die Aufnahme der Es-dur Sonate op. 27 Nr. 1, steht doch gerade sie immer etwas im Schatten ihrer Schwester, der „Mondscheinsonate“ op. 27 Nr. 2. Beide Werke, so gegensätzlich sie im übrigen sein mögen, sind Zeugnisse für Beethovens kämpferischen Humanismus, aber auch für seine „zarte Poesie und helle Weltfreudigkeit“ (Karl Schönewolf).
Rudolf Fischer, der Interpret der Werke, gilt als einer der bedeutendsten Beethoven-Spieler unserer Republik. Er entledigt sich seiner durchaus nicht einfachen Aufgabe mit Einfühlungsvermögen und großer Präzision. Doch verhält er sich den Beethovenschen Aussagen gegenüber manchmal etwas zu zurückhaltend. Besonders deutlich wird dies in der As-dur Sonate op. 26, die dadurch etwas an innerer Spannung verliert. Vor allem der Trauermarsch erscheint eher „Andante“ als „Maestoso“.
Die Wiedergabe von Klaviermusik stellt im allgemeinen keine allzu hohen Anforderungen an die Technik. Auch die vorliegende Schallplatte ist sauber aufgenommen und gut ausgesteuert, so daß jedes etwaige Klirren des Klaviers vermieden wurde. Die Raumakustik unterstützt den warmen und vollen Klang des Klaviers. Da jedoch die Aufnahme allgemein als zu leise aufgenommen erscheint, wirkt das ungenügend abgedämpfte Grund- bzw. Nadelgeräusch besonders störend. Hört man über diesen Mangel hinweg, erschließt sich mit dieser Aufnahme ein weiterer Bereich der hohen Kunst Beethovens.

Scholz

Ersatzschaltbilder von Verstärkern mit Elektronenröhren

R. GÄRTNER

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik, Dresden

Teil 1

In dieser Arbeit wird eine Methode beschrieben, mit der sich ein gegebenes Prinzipschaltbild einer Verstärkerschaltung direkt in ein äquivalentes Ersatzschaltbild umformen läßt. Aus den Ersatzschaltbildern können dann die zur Berechnung und Dimensionierung der Schaltung benötigten Beziehungen abgeleitet werden. Am Schluß der Arbeit gibt eine Tabelle eine Übersicht über die Ersatzschaltbilder der wichtigsten Verstärkerschaltungen.

Das allgemeine Ersatzschaltbild

Nach dem Satz von der Ersatzspannungsquelle (Theorem von Thévenin) kann man jedes Netzwerk, das aus einer beliebigen Anzahl von Spannungsquellen und linearen Widerständen besteht, darstellen durch die Reihenschaltung eines Generators, dessen Spannung gleich der Leerlaufspannung der Schaltung ist, und eines Widerstandes, dessen Größe gleich der Ausgangsimpedanz der gegebenen Schaltung ist. Ein Verstärker ist — sofern er im linearen Bereich arbeitet — ein solches lineares Netzwerk, und man kann für ihn deshalb das allgemeine Ersatzschaltbild Bild 1 zeichnen: An den Eingangsklemmen 1,2 des Verstärkers wirkt die Eingangsspannung u_1. Die Eigenschaften des Verstärkers sind ersetzt durch die Ersatzspannungsquelle u_2' und den Ersatzinnenwiderstand R_i', wobei $u_2' = V \cdot u_1$ die mit dem Verstärkungsfaktor V multiplizierte Eingangsspannung ist. Belastet man die Ausgangsklemmen 3,4 des Verstärkervierpoles mit einem Belastungswiderstand R_L, so fließt durch diesen der Laststrom i_L, und es fällt die Spannung u_2 ab. Mit diesem Ersatzschaltbild sind die Eigenschaften des Verstärkers unter den Voraussetzungen erfaßt, daß

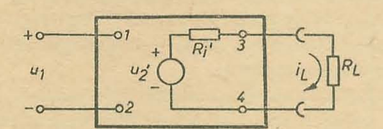


Bild 1: Allgemeines Ersatzschaltbild eines Verstärkervierpoles

a) alle Gleichspannungen und Vorwiderstände, die nur Einfluß auf den Arbeitspunkt der Röhre ausüben und nur zur Einstellung der Röhrenparameter μ und R_i dienen (μ ist hierin der Verstärkungsfaktor der Röhre und R_i der Innenwiderstand der Röhre), unberücksichtigt bleiben;

b) die Eingangsspannung u_1 nur so groß ist, daß sich die Röhrenparameter μ und R_i während der Aussteuerung nicht ändern und daß kein Gitterstrom fließt;

c) das Ersatzschaltbild zunächst nur für ein Frequenzgebiet gültig ist, in dem die Wirkung der Blindwiderstände der Schaltung noch vernachlässigt sind.

Um eindeutig auszusagen, ob der Verstärker eine Phasendrehung um 180° hervorruft, d. h. ob eine positive Eingangsspannung eine negative Ausgangsspannung zur Folge hat oder umgekehrt, sind den Spannungen im Bild 1 durch die angegebenen Polaritätszeichen Richtungen zugeordnet. Weiterhin sei festgelegt, daß die Ersatzspannungsquelle u_2' das gleiche Vorzeichen wie die Eingangsspannung u_1 besitzt. Die Polaritätszeichen im Bild 1 sollen also bedeuten, daß eine Änderung von u_1 in positiver Richtung eine Änderung von u_2 in ebenfalls positiver Richtung zur Folge hat. Der Laststrom i_L soll von + nach — durch R_L fließen und die an R_L abfallende Spannung sei

$$u_2 = i_L \cdot R_L = V \cdot u_1 \frac{R_L}{R_L + R_i'},$$

wenn i_L im Urzeigersinn durch R_L fließt und umgekehrt. Diese Festlegung soll auch für die später aufgeführten einzelnen Ersatzschaltbilder gelten.

Es besteht nun die Aufgabe, Beziehungen für die Ersatzspannung u_2' und den Ersatzinnenwiderstand R_i' aufzustellen, in denen sich die Abhängigkeit dieser Größen von den gewählten Schaltungs- und Röhrenparametern ausdrückt. Für die einfachen Verstärkerschaltungen sind diese Beziehungen hinreichend bekannt. Bei einer Röhre in Katodenbasisschaltung (Bild 2) — vielfach kurz als Verstärkerröhre bezeichnet — gilt z. B. für die Ausgangsspannung $u_2' = -i_a \cdot R_a = -\mu \cdot u_1 \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i}$ und für den Ersatzinnenwiderstand

$$R_i' = \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}.$$

Für kompliziertere Schaltungen, besonders wenn diese wie z. B. der sog. White-Katodenfolger aus mehreren Röhren bestehen, sind

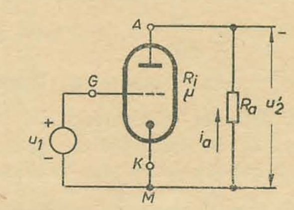


Bild 2: Katodenbasisverstärker

dagegen meist nur unter bestimmten Vernachlässigungen gültige Beziehungen bekannt.

Die genauen Beziehungen ergeben sich, wenn man die Verstärkerschaltung durch deren Ersatzschaltbild ersetzt und in diesem die Knoten- oder Maschengleichungen aufstellt. Die Aufstellung dieser Gleichungen erfordert nur einen gewissen Rechenaufwand, bereitet aber prinzipiell keine Schwierigkeiten.

Die Umformung des Prinzipschaltbildes in ein äquivalentes Ersatzschaltbild soll im folgenden an einem einfachen Beispiel erläutert werden. Die dabei abgeleiteten allgemein gültigen Regeln ermöglichen eine Vereinfachung des Verfahrens auch bei den komplizierteren Verstärkerschaltungen.

Ableitung der Transformationsregeln für die Spannungsersatzschaltbilder

Als Beispiel zur Ableitung des Verfahrens wählen wir die sog. Phasenumkehrschaltung, deren Prinzipschaltbild Bild 3 zeigt. Zwischen Gitter und Masse liegt die Eingangsspannung u_1 an, während am Ausgang die gegenphasigen Spannungen u_{2k} und u_{2a} abnehmbar sind.

Die im Prinzipschaltbild angegebenen Betriebsspannungsquellen U_B und U_V besitzen in dem betrachteten Frequenzgebiet vernachlässigbare Innenwiderstände und können deshalb entsprechend der genannten Voraussetzung a) im Ersatzschaltbild (Bild 4) vernachlässigt werden. Der Anodenwiderstand

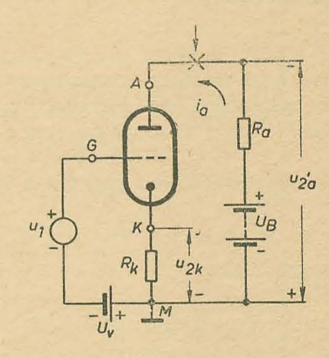


Bild 3: Prinzipschaltbild der Phasenumkehrstufe

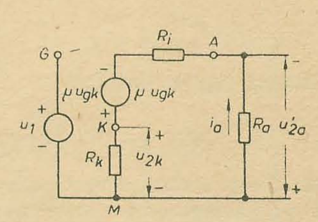


Bild 4: Ersatzschaltbild der Phasenumkehrstufe

R_a liegt also hier zwischen dem Anodenanschluß A der Röhre und dem den Ein- und Ausgangsspannungen gemeinsamen Punkt M. Man kann nun die Röhre im Ersatzschaltbild als Reihenschaltung des Röhreninnenwiderstandes R_i und einer Spannungsquelle $\mu \cdot u_{gk}$ darstellen, wenn u_{gk} die zwischen dem Gitter G der Röhre und deren Katode K wirkende

Steuerspannung ist. Der Stromkreis im Ersatzschaltbild wird geschlossen durch den Katodenwiderstand R_k, der zwischen dem Katodenanschluß K und dem der Ein- und der Ausgangsspannung gemeinsamen Punkt M liegt. Letztere ist normalerweise mit Masse verbunden.
Die Richtung des Stromes i_a folgt aus der physikalischen Wirkungsweise der Elektronenröhre: Steigt die Eingangsspannung u_1 am Gitter der Röhre in Bezug auf die Katode in positiver Richtung an, so nimmt auch der Anodenstrom i_a zu. Wir messen die Ausgangsspannung u_{2a} aber nicht einfach als Spannungsabfall am Widerstand R_a, sondern als Differenz der Betriebsspannung U_B und dem Spannungsabfall $i_a \cdot R_a$. Da also bei steigendem Anodenstrom i_a der Spannungsabfall $i_a \cdot R_a$ größer wird, hat eine Änderung der Eingangsspannung am Gitter in positiver Richtung eine Änderung des Anodenpotentiales in negativer Richtung zur Folge. Nach dieser Festlegung fließt der Anodenstrom dann gegen den Uhrzeigersinn durch R_a und somit in der gezeichneten Richtung in die Anode der Röhre hinein. Die gleiche Richtung muß dem Strom auch im Ersatzschaltbild (Bild 4) zugeteilt werden. Da eine Stromrichtung von + nach — angenommen wird, besitzt die Spannungsquelle $\mu \cdot u_{gk}$ die angegebenen Vorzeichen. Daraus ist bereits zu erkennen, daß die Ausgangsspannung

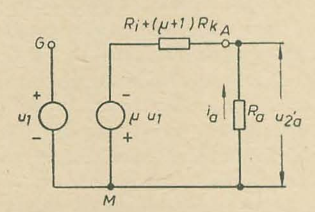


Bild 5: Ersatzschaltbild für den Anodenkreis der Phasenumkehrstufe

an der Katode in Phase mit der Eingangsspannung liegt, die Ausgangsspannung an der Anode dagegen eine Phasendrehung um 180° gegenüber der Eingangsspannung aufweist.
Nach der getroffenen Festlegung gilt in diesem Falle:

$$u_{2a} = -i_a \cdot R_a . \qquad (1)$$

Für i_a ergibt sich:

$$i_a = \frac{\mu \cdot u_{gk}}{R_i + R_a + R_k} . \qquad (2)$$

Setzt man für $u_{gk} = u_1 - i_a \cdot R_k$ ein, so ist:

$$i_a = \frac{\mu \cdot u_1}{R_i + R_a + (\mu + 1) R_k} . \qquad (3)$$

Für Gleichung (1) folgt damit:

$$u_{2a} = -\mu \cdot u_1 \frac{R_a}{R_a + R_i + (\mu + 1) R_k} . \qquad (4)$$

Nach Gleichung (4) läßt sich ein Ersatzschaltbild für den Anodenkreis der Röhre aufstellen (Bild 5): Eine Spannungsquelle $\mu \cdot u_1$ treibt einen Strom i_a durch eine Reihenschaltung der Widerstände R_a, R_i und $(\mu + 1) R_k$. Man kann sich also die Schaltung im Bild 3 in der Anodenzuleitung an der Stelle x aufgetrennt denken. Wenn man sich dann vorstellt, „in die Anode der Röhre hineinzublicken", so erkennt man die Reihenschaltung der Spannungsquelle $\mu \cdot u_1$ und des Widerstandes $R_i + (\mu + 1) R_k$. Während der Innenwiderstand der Röhre im Ersatzschaltbild für den Anodenkreis mit seinem vollen Wert erscheint, ist die Eingangsspannung u_1 um den Verstärkungsfaktor μ der Röhre, der Katodenwiderstand um den Faktor $(\mu + 1)$ größer. Die Röhre wirkt also wie ein Transformator mit den Übersetzungsfaktoren μ bzw. $(\mu + 1)$. Diese Feststellung soll später zu einer allgemein gültigen Regel zusammengefaßt werden.

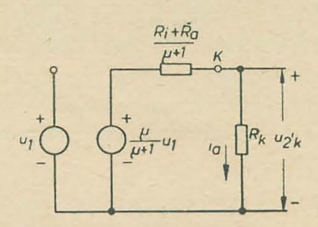


Bild 6: Ersatzschaltbild für den Katodenkreis der Phasenumkehrstufe

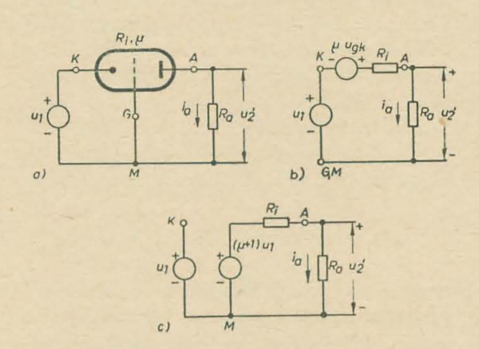


Bild 7: Gitterbasisverstärker, a) Prinzipschaltbild, b) und c) Ersatzschaltbilder

Um in gleicher Weise, wie beschrieben, zu einem Ersatzschaltbild für den Katodenkreis der Röhre zu gelangen, teilt man Gleichung (3) durch den Faktor $(\mu + 1)$ und erhält:

$$i_a = \frac{\mu}{\mu + 1} \frac{u_1}{\frac{R_a + R_i}{\mu + 1} + R_k} .$$

Im Ersatzschaltbild fließt der Strom i_a im Uhrzeigersinn durch R_k, es gilt also:

$$u_{2k} = i_a R_k \qquad (5)$$

und somit

$$u_{2k} = \frac{\mu}{\mu + 1} u_1 \frac{R_k}{\frac{R_a + R_i}{\mu + 1} + R_k} . \qquad (6)$$

Für diese Gleichung gilt das Ersatzschaltbild Bild 6, in dem die Reihenschaltung einer Spannungsquelle $\frac{\mu}{\mu + 1} u_1$ und eines Widerstandes $\frac{R_a + R_i}{\mu + 1}$ zu erkennen ist. Das bedeutet aber, daß der Innenwiderstand R_i der Röhre und der in Reihe mit diesem liegende Anodenwiderstand durch die Wirkung der Röhre mit dem Faktor $\frac{1}{\mu + 1}$ multipliziert an die Katode transformiert erscheint. Die Eingangsspannung wird dagegen mit dem Faktor $\frac{\mu}{\mu + 1}$ multipliziert. Man kann sich jedoch diese Multiplikation in zwei Abschnitte zerlegt denken. Im ersten Abschnitt wird die Eingangsspannung analog der Ableitung des Ersatzschaltbildes für den Anodenkreis der Röhre vom Gitter zur Anode transformiert, indem man sie mit dem Faktor μ multipliziert und anschließend, genau so, wie die Widerstände R_a und R_i, von der Anode zur Katode transformiert, indem man sie mit dem Faktor $\frac{1}{\mu + 1}$ multipliziert. Auch diese Feststellung soll später in einer Regel verallgemeinert werden.
Zuvor ist noch zu untersuchen, welche Wirkung eine Spannung in der Katodenzuleitung an der Anode der Röhre ausübt. Hierzu eignet sich die Gitterbasisschaltung im Bild 7a. Bei dieser Schaltung liegt das Gitter an dem der Ein- und Ausgangsspannung gemeinsamen Punkt M. Zwischen der Katode K und dem Punkt M liegt die Eingangsspannung u_1. Es sei angenommen, daß der Spannungsgenerator u_1 einen Innenwiderstand Null besitzt. Die in der gezeichneten Polarität anliegende Eingangsspannung u_1 bedeutet, daß das Gitter gegenüber der Katode eine negative Änderung erfährt. Der Anodenstrom i_a fließt deshalb in entgegengesetzter Richtung als im Bild 3 im Uhrzeigersinn durch R_a, und es gilt deshalb $u_2 = i_a \cdot R_a$. Die Spannungsquelle $\mu \cdot u_{gk}$ im Ersatzschaltbild (Bild 7b) besitzt dann die gezeichnete Polarität. Daraus folgt für den Anodenstrom:

$$i_a = \frac{u_1 + \mu \cdot u_{gk}}{R_a + R_i} .$$

Die Eingangsspannung liegt zwischen Gitter und Katode, es ist deshalb $u_1 = u_{gk}$ und

$$i_a = (\mu + 1) \frac{u_1}{R_a + R_i} .$$

Mit R_a multipliziert, ergibt sich daraus die Ausgangsspannung:

$$u_2 = (\mu + 1)\, u_1 \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i} . \qquad (7)$$

Gleichung (7) gilt für das Ersatzschaltbild Bild 7c. Es ist zu erkennen, daß die in der Katodenleitung liegende Spannung u_1, genau so wie der Widerstand R_k bei der Phasenumkehrstufe, mit dem Faktor $(\mu + 1)$ multipliziert, an der Anode erscheint.
Es läßt sich also ganz allgemein feststellen, daß es möglich ist, mit einem Prinzipschaltbild einer Röhrenschaltung das Ersatzschaltbild für den Anoden- oder den Katodenkreis der Röhre aufzustellen. Hierzu denkt man sich die Zuleitung zu der betreffenden Elektrode aufgeschnitten und alle im Verlaufe dieser Leitung bis zum gemeinsamen Punkt M liegenden Spannungsquellen und Widerstände an diese Elektrode „transformiert". Da das Gitter der Röhre nicht vom Anodenstrom i_a durchflossen wird, muß man die am Gitter anliegende Eingangsspannung u_1 stets zunächst an die Anode transformieren.
Unter der Vorraussetzung, daß Ein- und Ausgang auf einen gemeinsamen Punkt M bezogen sind, gelten für die Transformation folgende Regeln:
Regel 1: Die Eingangsspannung u_1 einer Röhre erscheint an der Anode dieser Röhre mit dem Faktor μ multipliziert;
Regel 2: Der Innenwiderstand R_i der Röhre erscheint an dieser Stelle mit dem Faktor 1 multipliziert;
Regel 3: Widerstände und Spannungsquellen, die zwischen der Katode der Röhre und dem der Ein- und der Ausgangsspannung gemeinsamen Punkt M liegen, erscheinen an der Anode der Röhre mit einem Faktor $(\mu + 1)$ multipliziert;
Regel 4. der Innenwiderstand der Röhre und weitere zwischen der Anode und dem der Ein- und der Ausgangsspannung gemeinsamen

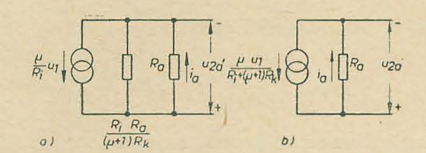


Bild 8: Stromersatzschaltbilder für den Anodenkreis der Phasenumkehrstufe

Punkt M liegende Widerstände und Spannungsquellen erscheinen an der Katode der Röhre mit dem Faktor $\frac{1}{\mu + 1}$ multipliziert.

Der Ersatzinnenwiderstand

Mit diesen vier Regeln kann sofort aus einem gegebenen Prinzipschaltbild das äquivalente Ersatzschaltbild aufgestellt und aus diesem die Ersatzspannung u_2' berechnet werden. Dieses Verfahren ist noch an einigen späteren Beispielen zu erläutern, doch soll zunächst der Ersatzinnenwiderstand R_i' berechnet werden. Dieser Widerstand ist gleich der Impedanz, die man in dem Ersatzschaltbild für die Anode bzw. für die Katode der Röhre zwischen den betreffenden Elektroden und dem Punkt M messen kann, wenn man berücksichtigt, daß die Spannungsquellen im Ersatzschaltbild einen Innenwiderstand Null besitzen.

Im Bild 5 ist demnach der Ersatzwiderstand R_{i_a}' gleich der Parallelschaltung der Widerstände R_a und $R_i + (\mu + 1)\,R_k$, also:

$$R_{i_a}' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1)\,R_k}}. \qquad (8)$$

Der Ersatzinnenwiderstand R_{i_k}' an der Katode ist nach Bild 6 entsprechend gleich der Parallelschaltung von R_k und $\frac{R_a + Ri}{\mu + 1}$, also:

$$R_{i_k}' = \frac{1}{\frac{1}{R_k} + \frac{\mu + 1}{R_a + R_i}}. \qquad (9)$$

Die Gleichungen (4), (6), (8) und (9) kann man noch für den Fall, daß $\mu \gg 1$ und $(\mu + 1)\,R_k \gg (R_a + R_i)$ ist, als Näherungen

$$u_{2_a}' \approx -u_1,$$

$$u_{2_k}' \approx u_1,$$

$$R_{i_a}' \approx R_a,$$

$$R_{i_k}' \approx \frac{R_a + R_i}{\mu}$$

schreiben.

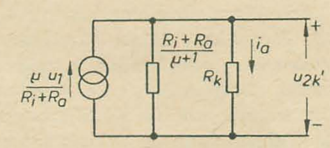


Bild 9: Stromersatzschaltbild für den Katodenkreis der Phasenumkehrstufe

Bei der Gitterbasisschaltung erhalten wir für den Ersatzinnenwiderstand wie bei der Katodenbasisschaltung

$$R_i' = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i}} \qquad (10)$$

und mit den Vereinfachungen $\mu \gg 1$ und $R_i \gg R_a$ gelten die Näherungen

$$u_2' \approx \mu \cdot u_1 \cdot \frac{R_a}{R_i}$$

und $$R_i' \approx R_a$$

Stromersatzschaltbilder

Die bisherigen Betrachtungen beschränkten sich auf die Spannungsersatzschaltbilder, die aus Spannungsquellen und Widerständen bestehen. Diese Ersatzschaltbilder sind deshalb recht übersichtlich, weil man den Ersatzinnenwiderstand R_i' sofort als Impedanz zwischen der betreffenden Elektrode und dem Potential M berechnen kann. Das ist bei den Stromersatzschaltbildern nicht immer möglich. In allen Schaltungen, mit denen Spannungen verstärkt werden — das ist bei Elektronenröhren fast ausschließlich der Fall — ist das Spannungsersatzschaltbild vorzuziehen. Es soll deshalb an dieser Stelle lediglich an einem Beispiel das Aufstellen des Stromersatzschaltbildes erklärt werden.

Man geht dazu von den Gleichungen (4) und (6) aus und erhält durch Umformen der Gleichung (4):

$$u_{2a}' = -\frac{\mu \cdot u_1}{R_i\left[\frac{1}{R_a} + \frac{(\mu + 1)\,R_k}{R_a \cdot R_i}\right]} \qquad (11a)$$

oder

$$u_{2a}' = -\frac{\mu \cdot u_1 \cdot R_a}{R_i + (\mu + 1)\,R_k} \qquad (11b)$$

und aus der Gleichung (6)

$$u_{2k} = \frac{\mu \cdot u_1}{(R_a + R_i)\left(\frac{1}{R_k} + \frac{\mu + 1}{R_a + R_i}\right)} \qquad (12)$$

Die Gleichungen (11a) bzw. (11b) gelten für die Stromersatzschaltbilder Bilder 8a bzw. 8b. Beide Ersatzschaltbilder sind identisch. Im Bild 8a treibt ein Stromgenerator einen Strom $\frac{\mu}{R_i} \cdot u_1$ durch eine Parallelschaltung der Widerstände $\frac{R_a \cdot R_i}{(\mu + 1)\,R_k}$ und R_a. Im Bild 8b beträgt der vom Stromgenerator erzeugte Strom dagegen $\frac{\mu \cdot u_1}{R_i + (\mu + 1)\,R_k}$ und ist gleich dem durch R_a fließenden Anodenstrom i_a. Für die Katode gilt das Stromersatzschaltbild Bild 9. Der vom Stromgenerator erzeugte Strom ist $\frac{\mu \cdot u_1}{R_a + R_i}$, der sich in einen durch den Widerstand $\frac{R_a + R_i}{\mu + 1}$ fließenden Strom und den durch den Katodenwiderstand R_k fließenden Anodenstrom i_a teilt. Der Spannungsabfall $i_a \cdot R_k$ ist gleich der Ausgangsspannung u_{2k}' an der Katode der Röhre.

Wird fortgesetzt

Wärmeableitung bei Halbleiterbauelementen

Dipl.-Ing. RALF RIEBEL

Halbleiter, speziell Netzgleichrichterdioden, Zenerdioden und Transistoren, erwärmen sich im Betrieb, d. h. ein Teil der elektrischen Energie der fließenden Elektrizitätsmengen wird infolge des ohmschen Widerstandes der Halbleiter an die Kristalle abgegeben. Diese Wärmeenergie muß über geeignete Wärmeleiter (Kühlflächen) an die umgebende Luft abgeführt werden. Die Wärmeleitung ist in diesem Falle der Fortleitung des elektrischen Stromes ähnlich. Man kann die Differenz zwischen der Temperatur der Luft t_L und der des Kristalls t_K mit der elektrischen Spannung vergleichen.

$$t_K - t_L = \Delta t \quad \text{in °C}. \qquad (1)$$

Die Wärmeleitfähigkeit $\varkappa$ der Stoffe zwischen dem Kristall und der ein System umgebenden Luft entspricht dann der elektrischen Leitfähigkeit bzw. der thermische Widerstand dem elektrischen.

$$\frac{1}{\varkappa} = R_{therm} \quad \text{in °C/W}. \qquad (2)$$

Analog dem ohmschen Gesetz gilt dann:

$$\sqrt{\Delta t} = I_{therm} \cdot R_{therm}. \qquad (3)$$

Die abgeführte Wärmeleistung ist dann:

$$P_{therm} = \frac{\Delta t}{R_{therm}} \quad \text{in W}. \qquad (4)$$

Sie muß größer oder höchstens gleich der zugeführten Leistung (Verlustleistung) sein.

$$P_V = \frac{U^2}{R_i} \quad \text{in W}. \qquad (5)$$

Die Wärmewiderstände (oder -Leitwerte) der einzelnen Halbleiter vom Kristall bis zur angeschraubten Kühlfläche werden von den Herstellerfirmen angegeben und sind im Bild 1 schematisch dargestellt.

Darin bedeuten:

R_1 den Übergangswiderstand vom Kristall zum Gehäuse infolge direkter oder Strahlungsleitung,

R_2 den Wärmewiderstand im Gehäuse und

R_3 den Übergangswiderstand vom Gehäuse zur Kühlfläche mit oder ohne elektrisch isolierender Schicht (je nach Firmenangabe).

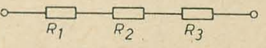


Bild 1: Schematische Darstellung der Wärme- bzw. Übergangswiderstände

Diese drei Widerstände werden zum thermischen Innenwiderstand des Halbleiters zusammengefaßt.

$$R_{i\,therm} = R_1 + R_2 + R_3 \quad \text{in °C/W} \qquad (6)$$

Der Gesamtwiderstand des thermischen Stromkreises setzt sich aus dem thermischen

Innenwiderstand des Halbleiters $R_{i\,therm}$ und dem thermischen Außenwiderstand $R_{a\,therm}$ zusammen, wie Bild 2 zeigt.

Hierbei ist:

R_4 der Wärmewiderstand der Kühlfläche und

R_5 der Übergangswiderstand von der Kühlfläche zur umgebenden Luft.

Bild 2: Gesamtwiderstand des thermischen Stromkreises

$$R_{a\,therm} = R_4 + R_5. \qquad (7)$$

$$R_{ges\,therm} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 = R_{i\,therm} + R_{a\,therm}. \qquad (8)$$

Nach der Gleichung (4) gilt dann:

$$\Delta t = P_{v\,max}\,(R_{a\,therm} + R_{i\,therm}) \quad \text{in °C} \qquad (9)$$

Der für die Dimensionierung einer Kühlfläche gesuchte thermische Außenwiderstand ergibt sich zu:

$$R_{a\,therm} \leqq \frac{\Delta t}{P_{v\,max}} - R_{i\,therm}. \qquad (10)$$

Die größte Verlustleistung, die von einem Halbleiter bei idealer Kühlung abgeleitet werden kann, wird durch dessen thermischen Innenwiderstand bestimmt.

$$P_{v\,grenz} = \frac{\Delta t}{R_{i\,therm}}. \qquad (11)$$

Die Größe der Kühlfläche berechnet sich zu:

$$A = \frac{1}{\sigma \cdot R_{a\,therm}} \quad \text{in cm}^2. \qquad (12)$$

Dabei ist σ die Wärmeaustauschkonstante von der Kühlfläche zur Luft von etwa $1{,}5 \cdot 10^{-3}$ W/cm² · °C.

Der Wärmewiderstand der Kühlflächen

Der Temperaturabfall über das Kühlblech hängt von der Dicke desselben ab. Er darf einen durch die Konstante k = 0,09 festgelegten Wert nicht überschreiten.

$$d \geqq \frac{x^2 \cdot \sigma}{k \cdot \lambda} \quad \text{in cm}. \qquad (13)$$

Dabei sind:

d die Dicke der Kühlplatte in cm

λ der Wärmeleitfähigkeitskoeffizient des Kühlflächenmaterials in W/cm · °C und

x die größte Entfernung des Halbleiters zum Kühlflächenrand in cm

Tabelle 1

	Wärmeleitfähigkeitskoeffizient λ in W/cm °C
Silber	4,0 ··· 4,2
Kupfer	3,7 ··· 3,9
Aluminium	2,1 ··· 2,3
Zink	1,2
Eisen	0,71
Nickel	0,59 ··· 0,84
Zinn	0,67
Aluminiumlegierungen	0,38 ··· 1,2
Kupferlegierungen	0,21 ··· 1,1

Tabelle 1 zeigt die Wärmeleitfähigkeitskoeffizienten verschiedener Stoffe, die als Kühlflächenmaterialien in betracht kommen könnten.

Am meisten werden Kühlflächen aus Aluminiumlegierungen hergestellt. Es ist ratsam, die Dicke der Flächen reichlich zu wählen.

Die angeführten Wärmeeigenschaften der Kühlflächenmaterialien gelten bei deren natürlicher Oberfläche. Ein Schwarzfärben der Oberfläche bringt nur dann Vorteile, wenn dadurch keine Wärmestrahlung anderer Quellen (z. B. Sonnenbestrahlung, Strahlung heißer Bauelemente) vom Kühlblech aufgenommen werden. Beim Aufbau von Geräten ist darauf zu achten, daß die Kühlflächen nicht über die Wärmeleitung des Chassis von anderen Bauelementen (Netztrafo, Röhren, hochbelastete Widerstände usw.) aufgeheizt werden. Die angeführten Werte gelten für ruhende Luft. Die Vergrößerung der Kühloberfläche durch Rippenanordnung lohnt sich nur wenn ein Kühlungsluftstrom zu erwarten ist. Die abzuleitende Verlustleistung wird bei Leistungstransistoren im A-Betrieb vom Ruhestrom bedingt. Bei Leistungsgegentaktstufen im B-Betrieb wird sie vom Mittelwert der Impulsspannung (NF-Halbwellen) bestimmt. Da bei Musik- und Sprachdarbietungen die Maximalaussteuerung nur kurzzeitig in größeren Intervallen auftritt, dürfen die Kühlflächen für eine errechnete Maximalaussteuerung knapp bemessen werden.

Berechnungsbeispiel

Es sollen für eine Gegentaktendstufe (B-Betrieb) in Emitterschaltung mit Ausgangsübertrager und zwei Transistoren vom Typ OC 830 die notwendigen Abmessungen der Kühlbleche bestimmt werden. Das Material der Kühlbleche sei eine Aluminiumlegierung. Die maximale Umgebungstemperatur sei 40 °C. Die zulässigen Maximaltemperaturen sind für Germaniumkristalle 75 °C und für Siliziumkristalle 165 °C.

Betriebsspannung $U_0 = 6$ V

Transistorrestspannung $U_r = 1$ V

maximaler Kollektorspitzenstrom $I_{C\,max} = 1$ A

thermischer Innenwiderstand $R_{i\,therm} = 20$ °C/W

Aus den angegebenen Werten läßt sich die im Dauerbetrieb maximal zulässige Sprechleistung der Gegentaktstufe bestimmen.

$$\mathfrak{P}_{a\,max} = \frac{I_{C\,max}\,(U_0 - U_r)}{2}. \qquad (14)$$

$$\mathfrak{P}_{a\,max} = 2{,}5 \text{ W}.$$

Der Arbeitswiderstand eines Transistors berechnet sich zu:

$$\mathfrak{R}_C = \frac{(U_0 - U_r)^2}{2 \cdot P_{a\,max}} \qquad (15)$$

$$\mathfrak{R}_C = \frac{25}{5} = 5.$$

Mit dem Außenwiderstand erhält man die Kollektorverlustleistung des Transistors:

$$P_v = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{U_0^2}{R_C}, \qquad (16)$$

$$P_v = 0{,}101 \cdot \frac{36}{5} = 0{,}726 \text{ W}.$$

Nach Gleichung (10) wird:

$$R_{a\,therm} = \frac{35}{0{,}726} - 20 = 28{,}2 \text{ °C/W}.$$

Die erforderliche Kühlfläche ist dann:

$$A = \frac{10^3}{1{,}5 \cdot 28{,}2} = 23{,}6 \text{ cm}^2.$$

Die Fläche bei der ein Punkt entsprechend der Definition von x in Gleichung (13) — nach allen Seiten die gleiche Entfernung bis zum Rand hat, ist ein Kreis. Der Durchmesser des Transistors wird hier als vernachlässigbar klein angenommen. Der Radius des genannten Kreises berechnet sich zu x = 2,74 cm. Hierfür ergibt sich die minimale Blechstärke zu:

$$d = \frac{7{,}5 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3}}{0{,}09 \cdot 0{,}38} = 0{,}329 \text{ cm}.$$

Tabelle 2

Halbleitertypen	Thermischer Wärmewiderstand $R_{i\,therm}$ in °C/W: Kristall-Luft ohne Kühlschelle	Kristall-Kühlfläche direkt	Kristall-Kühlfläche (elektrisch isoliert)
BY 14	—	1	—
OC 16	—	1,8	2,5
OY 110 bis OY 114	—	4	18,8
OD 603, OC 30	—	7,5	—
OC 830 bis OC 833	188	20	—
ZL 910/6 bis ZL 910/16	100	21	—
OC 602 spez, OC 604 spez	—	175	—
OC 824 bis OC 829	200	—	—
OC 820 bis OC 823, OC 303 bis OC 309, OC 72, OC 76, OC 77	445	300	—
OC 815, OC 816, OA 7, OC 70, OC 71, OC 75, OAZ 200 bis OAZ 213	400	—	—
OC 810 bis OC 814	1200	—	—

Alle anderen Flächenformen erfordern größere Blechdicken. Bei einem Quadrat z. B. errechnet sich die minimale Blechdicke zu:

$$d = \frac{11{,}8 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3}}{0{,}09 \cdot 0{,}38} = 0{,}518 \text{ cm}.$$

Literatur

Informationen der Herstellerfirmen: [siehe auch radio und fernsehen 20 und 21 (1960) S. 650 u. 669, 670]

Jean D'Au und Ellen Lax: Taschenbuch für Chemiker und Physiker; Springer Verlag, Berlin 1949

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FUR FERNSEHELEKTRONIK, BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE

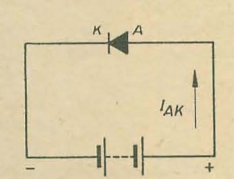
Ing. VIKTOR ŚZEKULAR und
Ing. HERBERT WAPPLER

22

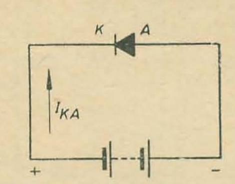
In den letzten Jahren haben Halbleiter-Bauelemente in der Technik zunehmend an Bedeutung gewonnen. Gleichzeitig haben sich die Anwendungsgebiete so erweitert, daß heute eine Vielzahl der verschiedensten Typen existiert. Hierbei haben Halbleiterdioden eine große Bedeutung.

Die folgenden Mitteilungen sollen daher speziell über Halbleiter-Dioden berichten.

Halbleiterdioden finden in der gesamten Nachrichten- und Schwachstromtechnik als Signalgleichrichter für kleine und kleinste Leistungen Verwendung. Der richtige Einsatz von Halbleiter-Bauelementen setzt eine genaue Kenntnis derselben voraus und hängt von den nachrichtentechnischen Schaltungen ab. So ist es z. B. nicht ohne weiteres möglich, Vakuumdioden, die keine Temperaturabhängigkeit aufweisen, durch Halbleiterdioden auszutauschen. Es besteht die Forderung, die für Schaltungen von Dioden-Gleichrichtern gültigen Regeln zu beachten. Bevorzugt werden Halbleiterdioden für Videogleichrichtung, Phasendiskriminatoren, ferner für Regelspannungs-Erzeugerschaltungen sowie für Phasenvergleichsstufen in der Synchronisationsschaltung und für die Schwarzpegelgewinnung in Fernsehgeräten. Ferner sind sie in



Diode in Durchlaßrichtung



Diode in Sperrichtung

allgemein verwendeten Schaltungen z. B. für Begrenzer usw. von Interesse.

Eine Halbleiterdiode wird im allgemeinen dadurch charakterisiert, daß man für einige Punkte der Strom-Spannungskennlinie Mittel- und Grenzwerte angibt. Für die allgemeine Qualitätsbeurteilung sind diese Werte ausreichend.

Betrachtet man die Kennlinie, so zeigt sie für den Durchlaßbereich einen kleinen, für den Sperrbereich einen großen Innenwiderstand der Diode. Die Grenzfrequenz einer Halbleiterdiode reicht je nach Konstruktion des Bauelements bis zu mehreren GHz. Betont muß aber werden, daß an Halbleiterdioden, die bei über 300 MHz Verwendung finden, besondere konstruktive und elektrische Anforderungen gestellt werden müssen.

Die gebräuchlichste Bauform ist die Allglasausführung, für Höchstfrequenzdioden die Keramikausführung (internationale Patrone). Durch die geringen Abmessungen sowie durch das Fehlen des Heizfadens ergeben sich viele konstruktive und schaltungstechnische Vorteile gegenüber der Vakuumdiode. Hohe Grenzfrequenz, geringe Kapazität, kleines Gewicht und große mechanische Stabilität sind weitere Vorzüge.

Die Allglasausführung ergibt einen stabilen Aufbau und gewährleistet einen luft- und wasserdichten Gehäuseabschluß.

Als halbleitendes Material findet Germanium oder Silizium in einkristalliner Form Verwendung. Je nach Konstruktion des Bauelements wird von einer Spitzendiode oder einer Kleinflächendiode gesprochen. Bezüglich des halbleitenden Materials unterscheidet man Germanium- und Siliziumdioden. Die Katode ist die Kristallseite.

Ein vielfach in der Technik angewendetes Halbleiterbauelement ist die Germanium-Spitzendiode. Die Herstellung einer solchen Diode ist verhältnismäßig einfach, wodurch eine relativ billige Produktion in großen Stückzahlen möglich ist.

Zur Betrachtung der technischen Daten nachfolgend die wichtigsten Definitionen der statischen Werte und der Grenzwerte:

Halbleiterdioden sind spannungsabhängige Widerstände, die je nach Polarität der Spannung nieder- oder hochohmig sein können. Die beiden Polungen entsprechen der Durchlaß- und der Sperrrichtung.

Statische Werte

I_{AK} = Durchlaßstrom
Der Durchlaßstrom ist der Strom, der bei einer bestimmten an den Anschlüssen der Diode liegenden Gleichspannung in Durchlaßrichtung durch die Diode fließt. Hierbei erhält die Katode negatives Potential und die Anode positives Potential.

I_{KA} = Sperrstrom
Der Sperrstrom ist der Strom, der bei einer bestimmten an den Anschlüssen der Diode liegenden Gleichspannung in Sperrichtung durch die Diode fließt. Hierbei erhält die Katode positives Potential und die Anode negatives Potential.

Grenzwerte

$I_{AK\,imp\,max}$ = Stoßstrom
Der Stoßstrom ist der höchstzulässige Strom in Durchlaßrichtung für eine begrenzte Anzahl auftretender Stromstöße bei gegebener Höchstdauer des Stoßes und Mindestdauer der Pause.

$\hat{i}_{AK\,max}$ = Spitzenstrom
Der Spitzenstrom ist der höchstzulässige Spitzenwert des Durchlaßstromes bei einer gegebenen unteren Grenzfrequenz.

$U_{KA\,imp\,max}$ = Stoßspannung
Die Stoßspannung ist der höchstzulässige Spannungsstoß in Sperrichtung bei gegebener Höchstdauer des Stoßes und Mindestdauer der Pause.

$\hat{u}_{KA\,max}$ = Spitzenspannung
Die Spitzenspannung ist der höchstzulässige Augenblickswert der in Sperrichtung an der Diode liegenden Spannung bei gegebener unterer Grenzfrequenz.

Typ	Verwendungszweck	I_{AK} (bei $U_{AK} = 1$ V) in mA	I_{KA} (bei $U_{KA} = -10$ V) in μA	$U_{KA\,max}$ in V	$I_{AK\,max}$ in mA
OA 625	Universaldiode mit niederohmigem Durchlaßwiderstand	≧ 5	≦ 100	— 20	20
OA 645	Universaldiode	≧ 3	≦ 100	— 40	15
OA 665	Universaldiode	≧ 3	≦ 50	— 60	12
OA 685	Universaldiode mit hochohmigem Sperrwiderstand	≧ 2	≦ 50	— 80	10
OA 705		≧ 2	≦ 15	—100	10

$U_{KA\,max}$ = Sperrspannung
Die Sperrspannung ist die höchstzulässige Gleichspannung in Sperrichtung, die dauernd an der Diode liegen darf.

$I_{AK\,max}$ = Maximaler Durchlaßstrom
Der maximale Durchlaßstrom ist der höchstzulässige Effektivwert des Durchlaßstromes.

$T_{j\,max}$ = Sperrschichttemperatur
Die Sperrschichttemperatur ist die höchstzulässige Temperatur der Diodensperrschicht.

In der nebenstehenden Tabelle sind die im VEB Werk für Fernsehelektronik gefertigten Typen von Universaldioden zusammengefaßt.

Für die in der Tabelle angeführten Typen folgen die technischen Daten und die grafische Darstellung der Mittelwertskennlinie.

Allgemeine Hinweise für den Einbau und für den Betrieb

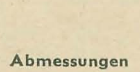
Beim Einlöten der Germaniumdioden in Schaltungen empfiehlt es sich, die Anschlußdrähte nicht zu kürzen. Es ist dabei für eine Wärmeableitung (kalte Flachzange) unmittelbar am Glaskörper zu sorgen, so daß die maximal zulässige Sperrschichttemperatur nicht überschritten wird. Um eine Zerstörung beim Einlöten der Dioden durch Fehlströme des Lötkolbens zu verhindern, ist der Lötkolben zu erden. Ein Abbiegen der Anschlußdrähte unmittelbar hinter der Einschmelzstelle ist zu vermeiden. Ferner muß darauf geachtet werden, daß der Einbau der Germaniumdioden nicht in der Nähe von Wärme erzeugenden Bauelementen erfolgt.

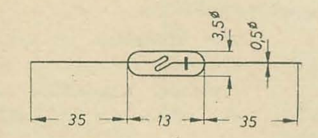
Die Seite des Glaskörpers der Germaniumdiode, an der sich der Anschlußdraht für die Katode befindet, ist mit einem Farbring gekennzeichnet.
Mit einer entsprechenden Exemplarstreuung um die angegebene Mittelwertskennlinie muß gerechnet werden. Die Grenzwerte dürfen mit Rücksicht auf die Lebensdauer der Diode unter keinen Umständen überschritten werden.
Im Betriebszustand ist zu beachten, daß die Betriebs- und Grenzwerte infolge des vorhandenen Temperaturkoeffizienten temperaturabhängig sind.

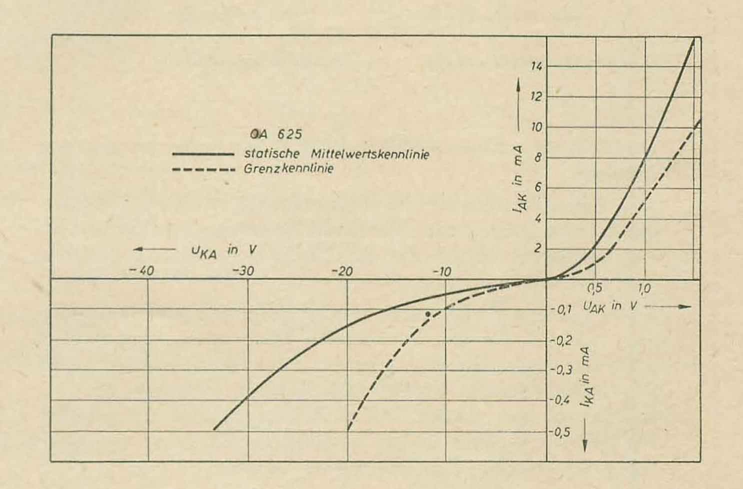
OA 625 Germanium-Spitzendiode

Aufbau

Universaldiode in Allglasausführung mit niederohmigem Durchlaßwiderstand. Die Anschlußdrähte sind lötbar und beiderseitig ausgeführt. Die Katode ist durch einen Farbring gekennzeichnet.
Gewicht: etwa 0,5 p







Statische Werte

Umgebungstemperatur	T_a		25 °C—5 grd.
Durchlaßstrom bei + 1 V	I_{AK}	≧	5 mA
Sperrstrom bei — 10 V	I_{KA}	≦	100 μA

Grenzwerte

Umgebungstemperatur	T_a	20	60 °C
Stoßspannung (1s, Pause ≧ 1 min)	$U_{KA\,imp\,max}$	—27	V
Spitzenspannung (f ≧ 25 Hz)	$\hat{u}_{KA\,max}$		—24 V
Sperrspannung	$U_{KA\,max}$		—20 V
Stoßstrom (1 s, Pause ≧ 1 min)	$I_{AK\,imp\,max}$		100 mA
Spitzenstrom (f ≧ 25 Hz)	$\hat{i}_{AK\,max}$		45 mA
Durchlaßstrom	$I_{AK\,max}$	20	4 mA
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$		75 °C
Mittlerer Temperaturkoeffizient des Stromes im Bereich + 10 °C bis + 60 °C			
bei + 1 V	p		2% / °C
bei —10 V	p		5% / °C

Die Hochfrequenz-Plasmafackel

CHARLES RODDY und BERT GREEN

Die „Plasmafackel“ ist ein Gerät, das unter Verwendung eines Hochfrequenzfeldes Wärme nahe der Sonnentemperatur erzeugt, jedoch ohne Verbrauch von Brennstoff oder Elektroden. Die Fackel arbeitet in der Weise, daß mit Hilfe der Energie eines elektromagnetischen Hochfrequenzfeldes Gasmoleküle in Elektronen und positive Ionen dissoziiert und ionisiert werden, um sich dann wieder miteinander zu vereinigen. Sobald diese Vereinigung erfolgt, wird die aufgenommene Energie in Form von Wärme abgegeben.

Das Feld, von dem diese Arbeit geleistet wird, wird durch ein gewöhnliches Hochfrequenz- oder Mikrowellen-Übertragungsgerät erzeugt. Obwohl viele Gase geeignet sind, wird gewöhnlich Stickstoffgas benutzt. Da das Gas niemals wirklich verbraucht wird, sondern einfach zerfällt und dann wieder zusammentritt, kann es immer wieder verwendet werden. Man hat bereits Temperaturen über 3000 °C erreicht; durch Versuche sollen 5700 °C, die Temperatur der Sonnenoberfläche, erzielt werden.

Eine weitere einzigartige Eigenschaft der Plasmafackel ist, daß sich keiner ihrer Teile jemals erhitzt. Das ganze Gerät dürfte daher eine lange Lebensdauer haben, nur die Röhren im HF-Teil erfordern eine Auswechslung. Das Gerät ist so klein und einfach in der Konstruktion, daß es transportabel ist und ohne Schwierigkeiten gebaut werden kann. Der Bau des HF-Prototyps hat keine großen Kosten verursacht, bei der Mikrowellen-Ausführung würden höhere Kosten entstehen.

Was ist Plasma?

Ein Plasma läßt sich definieren als ionisierte Gasmasse, in der sich die Konzentrationen der Elektronen und positiven Ionen im Gleichgewicht befinden. Ein Plasma hat einen negativen Außenmantel, vergleichbar der Raumladung, die erwärmte Katoden in Elektronenröhren umgibt. Durch die größere Beweglichkeit der Elektronen gegenüber den schwereren Ionen bewegen sich die Elektronen nach außen und erzeugen einen Mantel.

Ist der umschlossene Raum groß im Vergleich zur Dicke des negativen Mantels, so liegt ein Plasma vor. Im anderen Falle handelt es sich um eine einfache Ladungsanhäufung, und die Masse zeigt im allgemeinen nicht die nützlichen Eigenschaften eines Plasmas.

Plasmen sind in allgemeinen auf ein spezifisches Volumen begrenzt, wie das bei Quecksilberdampfgleichrichtern, Neonröhren oder anderen gasförmigen Elektronenröhrentypen der Fall ist. In dieser Form sind sie seit der früheren Geißlerschen Röhre oder der Crookeschen Röhre bekannt.

Die Ähnlichkeit im Verhalten der oberen ionisierten Schichten der Erdatmosphäre mit den Vorgängen in gasförmigen elektrischen Entladungen führte zum Forschungszweig der Plasmaphysik, der die verschiedensten Richtungen eingeschlagen hat. In vielen Forschungsinstituten werden Untersuchungen über die Anwendung von Plasmaentladungen auf die Steuerung oder den Antrieb von Geschossen mittels eines Plasmamotors angestellt. Bei diesen Anwendungen bedient man sich des „Pincheffekts“, bei dem das Plasma durch starke umgebende Magnetfelder zusammengedrückt wird.

Eine andere Forschungsrichtung befaßt sich mit der Erzeugung der für thermonukleare Reaktionen benötigten sehr hohen Temperaturen. Auf dem Gebiete der Elektronik beziehen sich die Untersuchungen auf die mögliche Erzeugung von Ultramikrowellen mittels eines Plasmas.

Zwei Versuchsmodelle der Plasmafackel wurden kürzlich von der *Amperex Electronic Corporation* hergestellt. Diese neuartigen Hochtemperaturerzeuger beruhen auf der Speicherung elektrischer Energie und der späteren Freisetzung als Wärme aus einem Gasplasma.

Die Wirkung der Plasmafackel hängt von der Erzeugung eines Wärme erzeugenden Plasmas im freien Raum ab, wo es zur Materialerwärmung oder -schmelzung verwendet werden kann. Die Flammentemperatur wird durch die Energieaustausche in der jeweiligen Molekularzusammensetzung des durch das HF-Feld geleiteten Gases sowie durch die vom HF-Erzeuger gelieferte Feldstärke bestimmt.

Die Wärme ist nicht wie bei herkömmlicher Verbrennung ein Ergebnis der Oxydation oder anderer chemischer Reaktionen. Das verwendete Gas bleibt im wesentlichen chemisch unverändert. Das Fackelverfahren läuft unter verhältnismäßig niedrigen Drücken und Gasgeschwindigkeiten ab. Durch geeignete Wahl des Erwärmungsgases läßt sich die chemische Zusammensetzung des zu behandelnden Materials kontrollieren. Das System dürfte sich als viel geeigneter für solche Zwecke erweisen als die Knallgas- oder Sauerstoff-Azetylenflamme. In die Flamme gebrachte feste Stoffe fördern die Wiedervereinigung auf der der Flamme ausgesetzten Oberfläche. Die entstehenden Temperaturen sind außerordentlich hoch.

Oxydations- oder Reduktionsreaktionen können mittels Plasmaflamme durchgeführt werden. Es ist theoretisch auch möglich, in einer geschlossenen Kammer günstige Ergebnisse unter Verwendung eines Gases zu erzielen, das auf Grund seiner chemischen Eigenschaften eine Schutzatmosphäre bildet.

Eine typisch brauchbare Gasreaktion ist die Dissoziation des Stickstoffs aus N_2 in $N + N + 24{,}3$ eV. Jedes gespaltene Stickstoffmolekül speichert beim Eintritt des Gases in das HF-Feld Energie im Betrage von 24,3 eV und setzt diese Energie beim Verlassen des Feldes in Wärme um, wenn die Wiedervereinigung in der Plasmaflamme erfolgt. Damit ist die Möglichkeit gegeben, Stoffe wie Zirkoniumoxyd (Schmelzpunkt 2720°), Molybdän (2600°) oder Wolfram (3380°) in der Plasmaflammenmitte zu schmelzen.

Beim Bau des Geräts wurden experimentell zwei Wege beschritten; einmal wurde mit einem 27-MHz-Generator (500 W), ferner mit einem 2450-MHz-Generator (2000 W) gearbeitet. Diese Experimentiermuster ähneln den ursprünglich von der *Valvo GmbH* in Hamburg gebauten und erprobten Modellen, die *Ole Scholz* in dem Sonderdruck aus „*Umschau für Wissenschaft und Technik*“ 29. 23 S. 716 bis 717 beschrieben hat.

Der 27-MHz-Oszillator

Das Schaltbild (Bild 1) läßt erkennen, daß es sich um einen herkömmlichen Abstimmanoden-Nichtabstimm-Gitteroszillator handelt. Obwohl der Gitterkreis abgestimmt scheint, besteht die Funktion von C_1 lediglich in der Änderung der Rückkopplung durch Überwa-

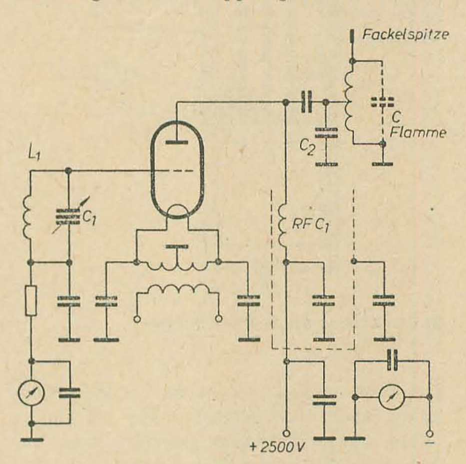


Bild 1: Schaltung für die 27-MHz-Fackel

chung der effektiven Induktanz des Gitterleistungskreises. Ein Alternativverfahren würde in einer Änderung der Induktanz von L_1 bestehen. Für den Anodenkreis findet Parallelzuführung durch die HF-Drossel RFC_1 Anwendung. Die Anode ist kapazitiv mit einem Abzweig am Ausgangsleistungskreis gekoppelt, die Kreiskapazität (C_2) ist an denselben Abzweig auf der Wicklung angeschlossen. Tatsächlich liegt die Kapazität der Flamme zur Erde parallel zur Gesamtentwicklung. Diese Anordnung ermöglicht eine Spannungserhöhung und liefert etwa 5 kV der HF-Energie an der Fackelspitze.

Anodenwicklung und Spitze werden folgendermaßen wassergekühlt:

Die Anodenwicklung wird aus einer $^{3}/_{8}''$ Leitung (9,525 mm) gebildet, in die eine andere Leitung von $^{3}/_{16}''$ (4,7625 mm) eingesetzt ist. Diese Baugruppe läßt sich abkühlen, indem Wasser bei einem Erdungspotential in die $^{3}/_{8}''$ Leitung eingeleitet und ein Rückweg durch die $^{3}/_{16}''$ Leitung genommen wird. Auf diese Weise kann auf Isolierschläuche verzichtet werden.

Die Fackelspitze (Bild 2) ist aus einer Rohrleitung mit einem Innendurchmesser von $^{1}/_{2}''$ (12,7 mm) mit einem Innenteiler hergestellt. Sie ist so angeschlossen, daß das Kühlwasser auf der einen Seite der $^{3}/_{8}''$ Rohrleitung der Fackel aufsteigen und von der anderen Seite der Fackel über die $^{3}/_{16}''$ Rohrleitung abfallen kann. Die Spitze ist innen eingelassen, so daß das Wasser über die Spitze hinlaufen



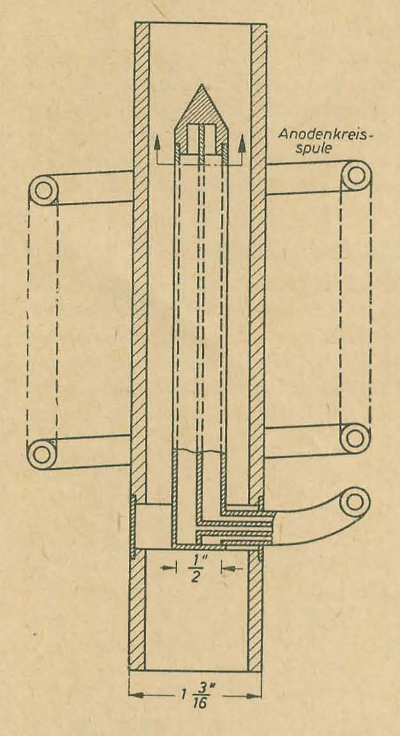


Bild 2: Aufbau der 27-MHz-Fackel

und auf der anderen Seite der Fackel zurücklaufen kann. Als Werkstoff für die Spitze selbst wurde Molybdän gewählt. Eine Lucite- oder Polystyren-Rohrleitung dient zur Aufnahme und Leitung des Gasflusses.

Oszillatoreinstellung

Der Anodenkreisabzweigpunkt auf der Anodenwicklung und der Rückkopplungsgrad werden zur Erzielung eines angepaßten Betriebs mit einer entzündeten Flamme eingestellt. Dieser Abzweigpunkt liegt etwa zwei Windungen von der geerdeten Seite der Anodenwicklung entfernt.

Zur Entzündung der Flämme wird zunächst die Generatorröhrenheizung eingeschaltet und einige Minuten lang erwärmt. Der Kühlanlage wird Wasser zugeführt und der Gasfluß durch das die Fackelspitze enthaltende Lucite-Rohr geleitet. Zeitweilig muß eine freie Elektronenquelle vorgesehen werden, damit der Ionisierungsprozeß eingeleitet wird, aus dem dann die Plasmaflamme entsteht. Als einfaches Mittel dazu dient das „Zünden" der Fackelspitze mittels einer Hilfselektrode, die über einen 10-MΩ-Vorwiderstand geerdet ist. Die durch diese Entladung freigesetzten freien Elektronen werden im HF-Feld solange beschleunigt, bis sie genügend kinetische Energie gesammelt haben, um die Dissoziation der Gasmoleküle im Feld zu bewirken.

Das Verfahren zeigt wegen der vielfachen Zusammenstöße Steigerungswirkungen, die weitere Elektronen erzeugen, bis auf diese Weise ein beträchtlicher Energiebetrag dem HF-Feld entnommen wurde. Die Wiedervereinigung tritt ein, sobald das dissoziierte Gas das starke HF-Feld verläßt und die freigesetzte Energie das Gas wie in einer normalen Flamme zum Glühen bringt. Wenn auch diese Flamme das normale Aussehen einer Kohlengasflamme hat, findet jedoch keinerlei Verbrennung statt. Das Gas bleibt beim Verlassen der Fackel im wesentlichen unverändert (sofern nicht ein chemisch reaktionsfähiges Gasgemisch verwendet wird).

Es läßt sich feststellen, daß zur Unterhaltung einer stetigen Gasflamme ein ziemlich kritisches Gleichgewicht zwischen Generatorausgangsleistung und vorgesehener Gasgeschwindigkeit besteht, was eine Einregulierung erforderlich macht.

Mikrowellenfackel

Die im Bild 3 abgebildete Mikrowellenfackel ist eine sorgfältiger ausgearbeitete und leistungsfähigere Konstruktion. Unter Verwendung einer Amperexröhre vom Typ 7292 und eines ursprünglich für Anwendungen in Mikrowellenöfen konstruierten wassergekühlten Magnetrons mit ungedämpfter Welle, liefert diese Fackel eine Plasmaflamme mit einer Eingangsleistung von 2 kW.

Temperaturen im Bereich 3000 ··· 4000 °K werden ohne Schwierigkeiten erreicht und viele hochschmelzende Materialien sind in zufriedenstellender Weise geschmolzen worden. Die Fackelspitze ist mit einer Spezial-Koaxialkonstruktion versehen, die für einen Betrieb bei 2450 MHz angepaßt ist. Eine luftdielektrische Koaxialleitung verbindet das Magnetron direkt mit der Fackelspitze. Durch geeignete Anpassungsgeräte, und zwar bei Betrieb regelbare Tauchkolbensprengringe, wird ein niedrigeres Verhältnis der stehenden Wellen zum Magnetron hergestellt. Die Fackelspitze wird mittels zwei konzentrischer Rohre wassergekühlt, die an der Spitze in der Weise enden, daß das Wasser die Spitze kühlt und über das Außenrohr zurückläuft. Es sind nur geringe Wassermengen erforderlich, weil sich die Spitze bei Betrieb der Fackel nicht wesentlich erwärmt.

Ein Vorteil der Mikrowellen-Bauweise besteht darin, daß sich die Geometrie der Fackel bei Nutzanwendungen besser als die NF-Konstruktion für ein Koaxialsystem eignet. Das ist auf die verwendeten höheren Frequenzen zurückzuführen, für dieselbe Ausgangsleistung würde die Mikrowellen-Anordnung weit höhere Festigkeit aufweisen.

Mögliche Anwendungsgebiete

1) Die bei gegebener Ausgangsleistung erreichbaren örtlichen Temperaturen sind verhältnismäßig hoch. Man vergleiche beispielsweise die mit einem 250-W-Lötkolben erreichte Temperatur mit denen, die man mit den 250 W in der Plasmafackel erzielt. Das legt das Schmelzen oder Schweißen von hochschmelzenden Metallen nahe, wobei die einzige Grenze in der auf einen gegebenen Materialquerschnitt anwendbaren Energie besteht.

2) Verunreinigung kann durch Wahl eines geeigneten Gases als Brennstoff überwacht oder verhindert werden. Oxydation ist kontrollierbar. Geschlossene Systeme sind theoretisch konstruierbar, weil das Gas immer wieder verwendbar ist. Da es einfach als Energieüberträger wirkt, bedarf es keines Ersatzes.

3) Die Leistungsfähigkeit eines solchen Systems ist etwas höher als erwartet. Aus Messungen scheint hervorzugehnen, daß die Leistungsfähigkeit der von Induktions- oder dielektrischen Wärmegeräten nahekommt, in denen 50 ··· 55% der elektrischen Eingangsenergie für die Röhrenanode als wirkliche Wärme in der Last erscheint.

4) Sobald ein Plasma erzeugt ist, gibt es mehrere Verfahren, dem Gerät Überschußenergie zuzuführen, um die Temperaturen auf außergewöhnlich hohe Grade zu bringen. In

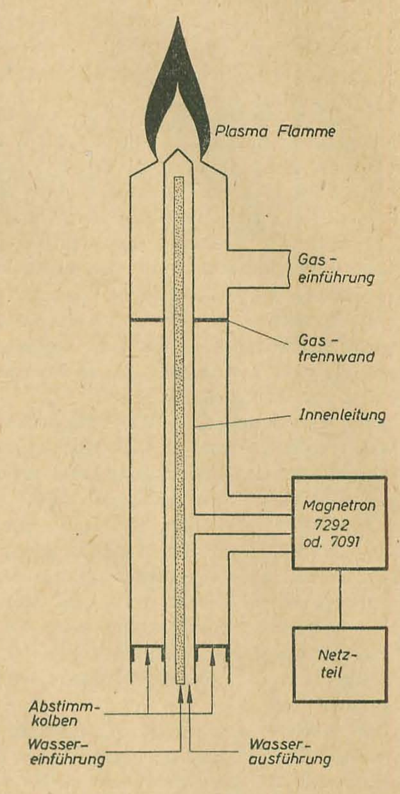


Bild 3: Aufbau der Mikrowellenfackel

der beschriebenen Fackel kann weniger als 1% des Gases elektronisch aktiv werden, während der Rest keinem nutzbaren Zweck zugeführt wird. In der Tat kühlt das inaktive Überschußgas wahrscheinlich die Flamme ab und zerstreut die wiederzusammentretenden Ionen. Beispielsweise kann eine verbesserte Kopplung der Elektroenergie das System vervollkommnen.

Übersetzung aus Electronics World (New York) Band 65 (1961) Nr. 2 S. 29 ··· 31 und 117

Neue Silizium-Mesa-Transistoren

Seit kurzer Zeit werden Silizium-Mesa-Transistoren hergestellt, bei denen die der Mesa-Technik eigenen Vorteile mit der größeren Temperaturfestigkeit des Siliziums gegenüber Germanium vereinigt sind. Das Hauptanwendungsgebiet dieser Silizium-Mesa-Transistoren ist die Breitbandverstärkertechnik. Bei 20 MHz erhält man in Klasse A einen Leistungsgewinn von 15 dB, jedoch steht einer Verwendung als Schaltertransistoren ebenfalls nichts im Wege. Die Schaltzeiten zwischen den beiden Grenzzuständen sind relativ kurz, und da der Kollektorstrom bei 50 mA liegt, kann man die hergestellten Typen als universelle Ausführungen ansehen. Hersteller einer Typenreihe von Silizium-Mesa-Transistoren (ZT 20 ··· ZT 23) ist die Firma *Ferranti*.

Die fachgemäße Errichtung von Antennen

Außerhalb von Bauwerken angebrachte Empfangsantennenanlagen für Rundfunk und Fernsehen sind ein Sorgenkind aller staatlichen Aufsichts- und Überwachungsorgane sowie Verwaltungen, die für die Genehmigung, Ausführung und Beurteilung derartiger Anlagen zuständig sind. Die Tatsache, daß ein großer Teil der in Betrieb befindlichen Anlagen nicht den Erfordernissen entspricht, hat den FUA 18.1 der KDT (VDE 0855) bewogen, ein Merkblatt auszuarbeiten. Der vorliegende Entwurf dieses Merkblattes ist in erster Linie für den Nichtfachmann bestimmt und enthält Richtlinien und Hinweise. Der FUA 18.1 ist der Ansicht, daß es notwendig ist, jedem hochwertigen Rundfunk- und Fernsehgerät, das in den Handel gebracht wird, neben der Gebrauchsanweisung für das Gerät ein Merkblatt für Empfangsantennenanlagen beizufügen. Der FUA spricht die Erwartung aus, daß sich die zuständige VVB Rundfunk und Fernsehen dieser Forderung nicht verschließt. Nur so ist es möglich, den teilweise untragbaren Zuständen Einhalt zu bieten und in absehbarer Zeit vorschriftsmäßig errichtete Antennenanlagen zu erhalten.

Neubauten wird man in Zukunft überwiegend mit Gemeinschaftsantennenanlagen ausrüsten. Auch für diese müssen schnellstens verbindliche Richtlinien herausgegeben werden. Zur Zeit ist es jedoch nicht möglich, solche Richtlinien zu erarbeiten, da eine ganze Reihe hiermit zusammenhängender Fragen leider noch ungeklärt sind.

Entwurf für ein Merkblatt für ortsfeste Empfangsantennenanlagen für Rundfunk und Fernsehen – Richtlinien und Hinweise –

Ausgearbeitet vom FUA 18.1 „Antennenanlagen" der KAMMER DER TECHNIK, Fachverband Elektrotechnik

A. Anordnungen, Bestimmungen und Empfehlungen

1. Bei der Errichtung von Antennenanlagen sind zu beachten:

1.1 Die Bestimmungen des Vorschriftenwerkes Deutscher Elektrotechniker „Errichtung von Antennenanlagen", VDE 0855 Teil 1/9. 59, mit den dazugehörigen Zusatzbestimmungen VDE 0855 Z/9. 59.

1.2 Leitsätze für Gebäudeblitzschutzanlagen („Blitzschutz" — VEB Verlag Technik, Berlin).

1.3 Die Deutsche Bauordnung (Ausgabe Oktober 1958).

1.4 Die Arbeitsschutzanordnung (ASAO) 336 und 955.

2. An Bauwerken und über der Dachhaut angebrachte Rundfunk- und Fernsehantennenanlagen dürfen nur von einem Fachmann errichtet werden.

3. Antennenanlagen sind in einem ordnungsgemäßen Zustand zu erhalten. Mängel, die eine Gefahr bilden, müssen umgehend beseitigt werden. An Bauwerken und über der Dachhaut angebrachte Antennenanlagen sind in regelmäßigen Zwischenräumen durch einen Fachmann zu überprüfen und instand zu setzen. Eine Überprüfung in Abständen von zwei Jahren wird empfohlen.

4. Vor der Errichtung einer Antennenanlage nach 2. und unter der Dachhaut ist die Zustimmung des Hauseigentümers oder Rechtsträgers einzuholen. Bei Antennenanlagen, die den Dachfirst um mehr als 5 m überragen, ist die Zustimmung der Staatlichen Bauaufsicht erforderlich. In beiden Fällen genügt ein formloser Antrag.

Der Abschluß von Zusatzverträgen (sogenannten Antennenverträgen) zwischen dem Benutzer und dem Hauseigentümer bzw. Rechtsträger des Gebäudes ist zu empfehlen.

In mehrgeschössigen Wohnbauten ist der Bau von Gemeinschaftantennen zu bevorzugen.

B. Richtlinien für die Montage

5. Antennenanlagen müssen in allen Teilen den durch Wind und Sturm auftretenden mechanischen Beanspruchungen standhalten. Antennen sind so anzubringen, daß sie den Empfang benachbarter Anlagen nicht stören.

6. Antennenanlagen sollten an oder in der Nähe von Schornsteingruppen wegen der erhöhten Korrosions- und Verschmutzungsgefahr sowie der leichten Beschädigungsmöglichkeit nicht angebracht werden. Das Anbringen an Schornsteinen mit Außenmaßen von weniger als 50 × 50 cm sowie die Befestigung an Starkstrom- und Fernmeldegestängen ist nicht zulässig. Der lichte waagerechte Abstand der Antenne von Starkstrom- und Fernmeldefreileitungen muß mindestens 1,25 m betragen. Beim Umbrechen des Antennenträgers dürfen diese Leitungen nicht berührt werden.

Die Befestigung an Schornsteingruppen bedarf der vorherigen Zustimmung des zuständigen Bezirksschornsteinfegermeisters. Schornsteingruppen, Dachaufbauten u. dgl. dürfen als Befestigungs- und Verankerungspunkte nur benutzt werden, wenn die Abmessungen und der Zustand dieser Bauteile den für die Antennenanlage zu erwartenden Beanspruchungen genügen.

Werden Antennenträger (Maste) an Schornsteingruppen befestigt, so müssen sie an einer dem Aufstieg abgewandten Schmalseite der Schornsteingruppe in einem Abstand von mindestens 8 cm angebracht werden. Der Abstand zwischen der Schornsteinmündung und dem oberen Befestigungspunkt des Antennenträgers muß mindestens 30 cm betragen. Die Befestigung muß mindestens an zwei Stellen erfolgen. Zwischen Schornsteinmündung und waagerecht verlaufenden Antennen oder Antennenseilen muß eine lichte Höhe von mindestens 2 m vorhanden sein.

Es dürfen nur Befestigungsmittel verwendet werden, die den Schornstein umfassen. Die Befestigungsmittel dürfen die Standfestigkeit, z. B. durch Einschneiden, nicht vermindern.

7. Auf und über weich gedeckten Dächern (Gebäuden mit einer Bedachung aus Stroh, Rohr, Reet, Holz- oder Lehmschindeln) dürfen keine Antennenanlagen angebracht werden. Sie sind in solchen Fällen abseits von

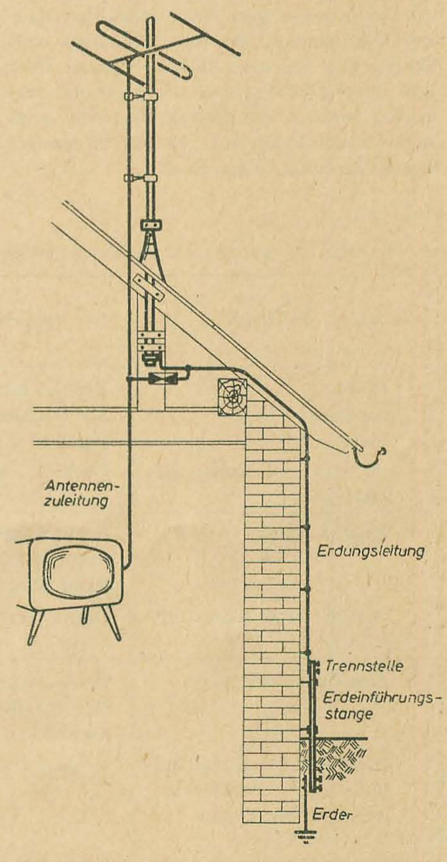


Bild 1: Prinzipieller Aufbau einer Antennenanlage

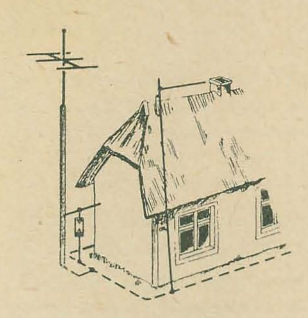


Bild 2: Abseits vom Gebäude errichtete Antennenanlage bei Häusern mit weich gedecktem Dach

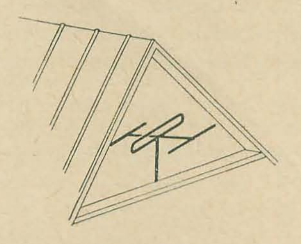


Bild 3: Antennenanlage unter der Dachhaut

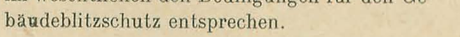
Gebäuden oder unter der Dachhaut zu errichten (s. Bilder 2 und 3).

8. Antennenanlagen dürfen die Begehbarkeit des Daches, die Reinigung der Schornsteine und die Ausführung von Dacharbeiten nicht unnötig erschweren.

Antennen- und Erdungsleitungen sowie Abspannungen dürfen nicht an den Laufbohlen befestigt werden. Sie sind so zu führen, daß sie nicht zu einer Gefahr durch Stolpern, Hängenbleiben oder ähnliches Anlaß geben.

C. Blitzschutz

9. An Bauwerken angebrachte leitfähige Teile von Antennenanlagen sowie leitfähige Bau- und Gebäudeteile, die zum Befestigen und Tragen von Antennen dienen, müssen über eine Erdungsleitung mit einem Erder verbunden werden. Die Blitzschutzerdung muß im wesentlichen den Bedingungen für den Gebäudeblitzschutz entsprechen.



Bei Innenantennen und diesen gleichzusetzenden Antennen kann auf einen Schutz zum Ausgleich luftelektrischer Überspannungen verzichtet werden.

Als Innenantennen und diesen gleichzusetzenden gelten:

9.1 Zimmerantennen und Antennen, die im Gerät eingebaut sind,

9.2 Antennen unter der Dachhaut (s. Bild 3),

9.3 Außenantennen, deren höchster Punkt mindestens 3 m unterhalb der Dachrinne (Haupttraufenhöhe) und deren äußerster Punkt nicht mehr als 2 m von der Außenwand des Gebäudes entfernt liegt (sogenannte Fensterantennen).

Der Abstand des höchsten Punktes kann 2 m betragen, wenn die Dachrinne aus einem nicht leitenden Werkstoff, wie z. B. PVC, besteht (s. Bild 4).

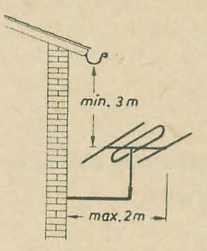


Bild 4: Als Innenantenne gleichzusetzende Außenantenne. Besteht die Dachrinne aus nichtleitendem Werkstoff, ist ein Abstand zur Antenne von ≧ 2 m zulässig

10. Mindestabmessungen für Erdungsleitungen

Werkstoff	Verlegung außerhalb von Gebäuden	Verlegung innerhalb von Gebäuden
Stahl, verzinkt blank,	Draht 8 mm ∅ Seil unzulässig Band 20 × 2,5 mm²	Draht 4,5 mm ∅ oder 16 mm² im Querschnitt
mit thermopl. Kunststoffhülle¹)	Draht 4,5 mm ∅ oder 16 mm² im Querschnitt	
Kupfer, blank	Draht 8 mm ∅ Seil 7 × 3 mm ∅ Band 20 × 2,5 mm²	Draht 3,5 mm ∅ oder 10 mm² im Querschnitt
mit thermopl. Kunststoffhülle¹)	Draht 3,5 mm ∅ oder 10 mm² im Querschnitt	
Aluminium, blank	Draht 10 mm ∅ Seil unzulässig Band 25 × 4 mm²	Draht 4,5 mm ∅ oder 16 mm² im Querschnitt
mit thermopl. Kunststoffhülle¹) z. B. Starkstromleitungen der Typen NYA, NSYA	Draht 4,5 mm ∅ oder 16 mm² im Querschnitt	

¹) Massivleiter mit einer Schutzhülle von 1 mm Dicke

11. Ableitungen von vorhandenen Blitzschutzanlagen sind zur Durchführung der erforderlichen Schutzmaßnahmen zu benutzen, bei ausreichendem Querschnitt auch metallene Rohre und Konstruktionsteile des Gebäudes, wie z. B. Feuerleitern.

Erdungsleitungen müssen auf kürzestem Wege zum Erder führen und sichtbar verlegt sein. Eine Verlegung im und unter Putz sowie in metallenen Schutzrohren ist unzulässig.

12. Verbindungsstellen im Zuge der Erdungsleitungen sind möglichst zu vermeiden. Würgeverbindungen sind unzulässig. Die Verbindung mit leitfähigen Rohren muß über Schellen mit mindestens 10 cm² Berührungsfläche erfolgen. Wasserzähler müssen überbrückt werden (s. Bild 5).

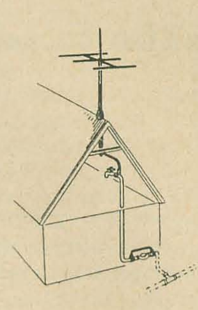


Bild 5: Wird die Wasserrohrleitung als Erder benutzt, müssen die Wasserzähler überbrückt werden

13. Als Erder können benutzt werden:

13.1 weiträumig in Erde verlegte metallene Rohrsysteme, sofern sie gut leitfähig miteinander verbunden sind, wie z. B. Wasser- oder Gasrohrnetze, nicht jedoch wärmeisolierte Fernheizrohrnetze und Rohrnetze aus Kunststoff;

13.2 Blitzschutzerder nach den „Leitsätzen für Gebäudeblitzschutzanlagen";

13.3 Stahlskelette sowie Armierungen von Stahlskelett- oder Betongebäuden;

13.4 Einzelerder, wie z. B. Stab- oder Banderder mit einem möglichst geringen Erdübergangswiderstand.

Metallene Rohrleitungssysteme, in denen zum Schutz gegen Berührungsspannungen oder zur Verminderung von Irrströmen Isoliermuffen eingebaut sind, dürfen nicht mit Erdungsleitungen verbunden werden.

14. Werden in einem metallenen Rohrleitungssystem, das zur Erdung mitbenutzt wurde, nachträglich Kunststoffrohre eingebaut, so wird die Erdung unwirksam. Da aber eine unwirksame Erdung zu einer ernsten Gefahr werden kann, ist das eingesetzte Kunststoffrohr elektrisch leitend zu überbrücken oder ein anderer Erder (nach 12.) zu beschaffen.

15. Geerdete Antennenanlagen stellen für sich allein noch keinen vollwertigen Blitzschutz für ein Gebäude dar.

Beim Verlassen einer Wohnung, bei Nichtgebrauch des Gerätes oder bei Gewitterneigung empfiehlt es sich, stets alle Anschlüsse, wie Netzstecker, Antennen- und Erdungsleitung zum Rundfunk- und Fernsehgerät, zu entfernen.

Mindestquerschnitte für Blitzschutzerder aus verzinktem Stahl

Entsprechend den Bestimmungen VDE 0100/11. 58, § 20 N, Tafel 6, wurde als Mindestquerschnitt für Erder bisher nur Bandstahl 100 mm² (Mindestdicke 3 mm) oder Leitungsseil mit einem Querschnitt von 95 mm² zugelassen. Obwohl der erwähnte Rundstahl nur einen Querschnitt von etwa 78 mm² besitzt, bietet er dennoch einen besseren Korrosionsschutz im Erdreich als ein Leitungsseil. Der FUA faßte den Beschluß, als Erder (im Erdreich) auch verzinkten Rundstahl mit einem Querschnitt von 78 mm² zuzulassen, wie er bereits seit längerer Zeit im Blitzschutzanlagenbau verwendet wird.

Analytische Ergänzung zum Leitungsdiagramm

Dipl.-Ing. H. ALBRECHT

Mitteilung aus dem Institut für Fernmeldewesen und Hochfrequenztechnik, Rostock

Zur Bestimmung des Eingangswiderstandes von (verlustfreien) HF-Leitungen bedient man sich bekanntlich des Leitungsdiagramms bzw. des Smith-Diagramms. Man bestimmt damit auch einfach und schnell auf rein grafischem Wege die Ersatzgrößen, die es gestatten, einen beliebigen komplexen Widerstand durch ein Leitungsstück mit reellem Abschlußwiderstand zu ersetzen.

Obwohl die Arbeit mit dem Leitungsdiagramm bekannt und einfach ist, kann doch der Fall eintreten, daß man einen komplexen Widerstand analytisch in Leitungsabschnitt und reellen Abschluß umrechnen möchte, entweder, weil der fragliche Punkt nicht auf dem Diagramm enthalten ist oder weil die grafische Bestimmung nicht genau genug wird. Im folgenden soll gezeigt werden, daß auch dieser analytische Weg einfach zu beschreiten ist, indem man die Umkehrung der Abbildungsvorschrift für Widerstände an der Leitung bildet.

Den Eingangswiderstand einer verlustfreien Leitung, die mit einem reellen Widerstand R_2 abgeschlossen ist, erhält man auf Grund der Abbildungsfunktion

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{R_2 + j Z \tan \beta l}{1 + j \frac{R_2}{Z} \tan \beta l}. \qquad (1)$$

Hierin bedeuten:

Z = Wellenwiderstand der Leitung

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ = Phasenkonstante

l = Länge der Leitung

Gl (1) normiert ergibt:

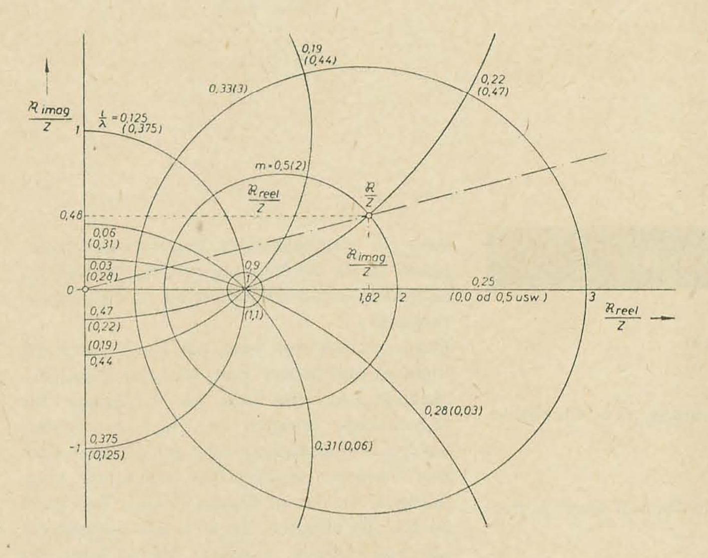
$$\frac{\mathfrak{R}_1}{Z} = \frac{m + j \tan 2\pi \frac{l}{\lambda}}{1 + j m \tan 2\pi \frac{l}{\lambda}}.$$

Es bedeutet: $m = \frac{R_2}{Z}$.

Diese Funktion, einmal mit m = konst. und einmal mit $\frac{l}{\lambda}$ = konst., als Kurvenschar in der komplexen Ebene dargestellt, ergibt das bekannte Leitungsdiagramm, mit dem man in der Lage ist, den Eingangswiderstand einer verlustlosen Leitung beliebiger Länge bei reellem oder komplexem Abschluß aufzufinden.

Bei komplexem Abschlußwiderstand geht man dabei zunächst so vor, daß mit Hilfe des Leitungsdiagramms der komplexe Widerstand in einen Leitungsabschnitt mit reellem Abschluß überführt wird.

In dem Koordinatensystem des Leitungsdiagramms findet sich für jeden (normierten) komplexen Widerstand $\frac{\mathfrak{R}}{Z}$ ein zugehöriges $m = \frac{R_2}{Z}$ und eine normierte Leitungslänge $\frac{l}{\lambda}$. Im Bild wäre $m = \frac{1}{2}$ und $\frac{l}{\lambda} = 0{,}22$, d. h. bei einem Abschlußwiderstand von z. B. $\mathfrak{R} = A + jB = 182 + j48\ \Omega$ erhält man aus dem Diagramm $m = \frac{1}{2}$; $\frac{l}{\lambda} = 0{,}22$ und $Z = 100\ \Omega$. Eine der drei Größen, m, $\frac{l}{\lambda}$ oder Z ist frei wählbar. Der Punkt $\frac{\mathfrak{R}}{Z}$ liegt bei variiertem Z immer auf der Punkt/Strich-Linie.



Ersatz eines komplexen $\frac{\mathfrak{R}}{Z}$ durch m und $\frac{l}{\lambda}$ (Die nicht eingeklammerten m und $\frac{l}{\lambda}$ gehören zusammen, ebenso die eingeklammerten)

Für manche Zwecke ist nun eine Rechenvorschrift erwünscht, um m und $\frac{l}{\lambda}$ aus A+jB zu bestimmen. Dazu brauchen wir Gl (1). Diese Gleichung enthält auf der rechten Seite die gesuchten Bestimmungsstücke R_2, Z und $\frac{l}{\lambda}$. Nach R_2 aufgelöst erhält man:

$$R_2 = \frac{j Z \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} - \mathfrak{R}}{j \frac{\mathfrak{R}}{Z} \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} - 1},$$

oder mit $\mathfrak{R} = A + jB$

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{A - j\left(Z \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} - B\right)}{\left(\frac{B}{Z} \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} + 1\right) - j \frac{A}{Z} \tan 2\pi \frac{l}{\lambda}} \qquad (3).$$

Der Imaginärteil der rechten Seite muß Null sein, da R_2 reell vorausgesetzt wurde.

Es ergibt sich:

$$\{J\} = 0 = \frac{A^2}{Z} \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} - \left(\frac{B}{Z} \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} + 1\right)\left(Z \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} - B\right).$$

Daraus läßt sich $\tan 2\pi \frac{l}{\lambda}$ bestimmen

$$\boxed{\tan 2\pi \frac{l}{\lambda} = \frac{W^2 - Z^2 \pm \sqrt{(W^2 - Z^2)^2 + 4 B^2 Z^2}}{2 BZ}} \qquad (4)$$

wobei $A^2 + B^2 = W^2$ gesetzt wurde.

Der Wert von Z unterliegt dabei nur der Bedingung, daß er reell bleibt.

Für den Realteil aus Gl. (3) folgt

$$R_2 = \frac{AZ^2\left(1 + \tan^2 2\pi \frac{l}{\lambda}\right)}{\left(B \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} + Z\right)^2 + \left(A \tan 2\pi \frac{l}{\lambda}\right)^2}$$

oder

$$\boxed{m = \frac{AZ\left(1 + \tan^2 2\pi \frac{l}{\lambda}\right)}{\left(B \tan 2\pi \frac{l}{\lambda} + Z\right)^2 + \left(A \tan 2\pi \frac{l}{\lambda}\right)^2}} \qquad (5)$$

Damit sind beide Größen, m und $\frac{l}{\lambda}$ (bzw. Z) zu bestimmen.

1. Beispiel:

Die Bestimmung von $\frac{l}{\lambda}$ bei $m \approx 1$ ist aus dem Leitungsdiagramm schlecht ablesbar. Es sei: $Z = 100\ \Omega$, $A = 100\ \Omega$, $B = -10\ \Omega$, also $\mathfrak{R} = 100\ \Omega - j\,10\ \Omega$.

Dann wird nach Gl. (4) $\tan 2\pi \frac{l}{\lambda} =$

$$\frac{10\,100 - 10\,000 \pm \sqrt{10\,000 + 4 \cdot 100 \cdot 10\,000}}{-2 \cdot 10 \cdot 100}$$

$$\tan 2\pi \frac{l_1}{\lambda} = -1{,}051$$

bzw.

$$\tan 2\pi \frac{l_2}{\lambda} = +0{,}951.$$

Daraus ergibt sich:

$$2\pi \frac{l_1}{\lambda} \mathrel{\widehat{=}} -46°25' \mathrel{\widehat{=}} 133°35'$$

$$= 90 + \gamma \rightarrow \frac{l_1}{\lambda} = 0{,}371$$

bzw.

$$2\pi \frac{l_2}{\lambda} \mathrel{\hat=} +43°35' \mathrel{\hat=} \gamma \rightarrow \frac{l_2}{\lambda} = 0{,}121.$$

Der Wert von m folgt aus Gl. (5)

$$m_1 = 0{,}905$$

bzw. $$m_2 = \frac{1}{m_1} = 1{,}105,$$

d. h. wenn die Leitung länger als $\frac{\lambda}{4}$ gewählt wird, bleibt $m < 1$, wenn sie kürzer als $\frac{\lambda}{4}$ sein soll, wird $m > 1$

Ein anderes Beispiel ist die Berechnung von $\frac{l}{\lambda}$ und m, wenn der vorgegebene Widerstand nicht mehr auf dem Diagrammblatt enthalten ist (es sei, man benutzt das Smith-Diagramm).

2. Beispiel:

Es ist $Z = 100\,\Omega$; $\mathfrak{R} = 500\,\Omega + j\,200\,\Omega = A + j\,B$

Aus (4) folgt

$$\tan 2\pi \frac{l_1}{\lambda} = 14{,}1 \rightarrow \frac{l_1}{\lambda} = 0{,}238$$

und

$$\tan 2\pi \frac{l_2}{\lambda} = -0{,}075 \rightarrow \frac{l_2}{\lambda} = 0{,}488.$$

Das entsprechende m folgt wieder aus (5) zu $m_1 = 0{,}172$ und $m_2 = \frac{1}{m_1} = 5{,}82$.

Fachbücher

Dr.-Ing. Frank Früngel

Impulstechnik

Erzeugung und Anwendung von Kondensatorentladungen

2., durchges. Auflage

Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig

575 Seiten, 259 Bilder, 54,— DM

Diese Monographie bietet einen ungewöhnlichen Querschnitt durch verschiedene Gebiete der Impulstechnik, die entsprechend der sonst üblichen Einteilung entweder der Stark- oder der Schwachstromtechnik angehören. Sie faßt alle wesentlichen Kenntnisse über die Technik von elektrischen Kondensatorentladungen und ihre zugehörigen Schaltmittel zusammen. Neben der Bauform der verschiedenen Spezialkondensatoren — als Energiequellen — wird ausführlich über die Schaltmittel der elektrischen Entladung gesprochen. Dazu gehören u. a. Thyratrons, Funkenstrekken und mechanische Schalter. Die systematische Einteilung der Anwendungen der elektrischen Stoßentladung erfolgt in diesem Buch sehr sinnvoll nach der Art der Energie, in die die gespeicherte Energie des Kondensators bei der Entladung umgeformt wird. Es werden u. a. behandelt: die Erzeugung höchster Strom- und Spannungsspitzen, die Erzeugung von Röntgenblitzen, das Impulsschweißen, die Erzeugung von starken Magnetfeldern für die Kernphysik, die Umwandlung in akustische Impulse und in Lichtblitze. Einen breiten Rahmen nimmt dann die Beschreibung der Impulsmeßtechnik ein. Hier wird nicht nur die dem Schwachstromtechniker geläufige Oszillografie und Messung mittels Hallsonden beschrieben, sondern auch die Meßtechnik mit Hilfe von Funkenstrecken. Für jede der angegebenen Energieformen, die aus der Kondensatorentladung entstand, wird auch ein entsprechendes Meßverfahren angegeben, so für die Messung von Magnetfeldern, Lichtblitzen und schnell verlaufenden Wärmevorgängen.

Besonders wertvoll wird das Buch durch die Vielzahl praktischer Beispiele und Dimensionierungsrichtlinien, die als Unterlage für selbständige Arbeiten an Kondensatorentladungen und ähnlichem sehr gut geeignet sind. Der Verfasser schöpft hier aus seiner langjährigen Praxis auf diesem Gebiet. Das Buch ist für alle nützlich, die sich mit Impulstechnik beschäftigen. Darüber hinaus kann die Lektüre einem weiteren Kreis empfohlen werden, wie sich aus der Breite des beschriebenen Anwendungsgebietes ergibt, das von der Kernfusion bis zu technologischen Fragen reicht (Schweißen und Härten).

Für die Verbesserung der Fertigungstechnik ergeben sich für zahlreiche Industriezweige neue Anregungen.

Ein Literatur- und Firmenverzeichnis trägt zum Gebrauchswert des Buches bei. Die Ausstattung in Druck und Abbildungen ist vorzüglich. Zusammenfassend kann man sagen, daß die Herausgabe dieser Monographie einen echten Gewinn an Fachliteratur darstellt.

Prof. Dr. Lange

A. Kratzer/W. Franz

Transzendente Funktionen

Band 28, Reihe A der Fachbuchreihe „Mathematik und ihre Anwendungen in Physik und Technik“

Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig, 1960

375 Seiten, 58 Bilder, 1 Tabelle, 39,— DM

Ausgehend von der hypergeometrischen Funktion in der allgemeinen Integralform werden die B- und die Γ-Funktion als Spezialfälle der hypergeometrischen Funktion definiert. Der Zusammenhang und die Eigenschaften dieser Funktionen sowie einige Produktdarstellungen der Γ-Funktion werden gezeigt. Anhand einiger gut gewählter Beispiele erfährt der Leser die Benutzung der B- und Γ-Funktionen zur Auswertung bestimmter Integrale, die auf anderem Wege gar nicht oder nur sehr schwer ausführbar ist.

Ein besonderes Kapitel ist den Eigenschaften linearer homogener Differentialgleichungen gewidmet. Über die Fuchssche und die Riemannsche Differentialgleichung gelangen die Verfasser zur hypergeometrischen und konfluenten hypergeometrischen Differentialgleichung. Als Sonderfälle der hypergeometrischen und der konfluenten hypergeometrischen Gleichungen werden die Wellengleichungen, speziell sehr ausführlich die Laméschen Wellengleichungen, untersucht.

Den Hauptteil des Buches nimmt die Behandlung der Integralfunktionen der Differentialgleichungen — die Untersuchung der hypergeometrischen, der konfluenten hypergeometrischen, der Kugel- und der Zylinderfunktionen — ein. Die Eigenschaften jener Funktionen, denen ein breiter Raum gewidmet ist, werden grundsätzlich aus ihrer Integralform und ihrem Verhalten auf der Riemannschen Fläche gewonnen.

Das vorliegende Buch ist ein geeignetes Hilfsmittel insbesondere für alle, deren Tätigkeit in das Gebiet der mathematischen Darstellung periodischer Vorgänge in der Quanten- und Wellenmechanik, der Elastomechanik, der Theorie elektromagnetischer Felder u. dgl. fällt.

Hervorzuheben ist die logische Gliederung des Stoffes. Die im Text eingefügten Literaturhinweise erleichtern, einzelnen Teilfragen weiter nachzugehen.

Pröhl

Otto Morgenroth

Alles hört auf UKW

VEB Fachbuchverlag Leipzig 1960

133 Seiten, 127 Bilder, 2 Karten, Halbleinen

4,50 DM

In der Reihe der Polytechnischen Bibliothek erschien jetzt die vorliegende Ausgabe. Nach grundsätzlichen Ausführungen über Ultrakurzwellen, deren Vorteile und Wirkungsweise folgen Abschnitte über UKW-Bauteile, Aufbau moderner UKW-Empfänger, UKWfähige Lautsprecher, Fernsehen, Amateurfunk, kommerziellen Funkverkehr sowie Antennenfragen. Das Gebiet der Antennen wurde der Wichtigkeit wegen ausführlicher behandelt. Den Abschluß bilden u. a. Übersichtstabellen über Standort und Frequenzen von UKW- und Fernsehsender sowie ein wertvolles Fachwörterverzeichnis von A bis Z.

Die einzelnen Abschnitte können natürlich nur oberflächlich sein, man erhält jedoch, soweit es der Rahmen des Buches zuläßt, einen allgemeinen und guten Einblick in die UKW-Technik. *Jancke*

Fischer/Blos

Transistor-Taschenempfänger selbstgebaut

Band 17 der Broschürenreihe „Der praktische Funkamateur"

Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin, 1961

72 Seiten, 1,90 DM

Wieder liegt ein Bändchen der bereits gut eingeführten Broschürenreihe des Verlages Sport und Technik vor. Die beiden Verfasser sind keine Anfänger, das Thema ist hochaktuell, lediglich die leidige Beschaffungsfrage von HF-Transistoren bleibt leider oft noch ein Problem. Daran kann aber der Verlag nichts ändern.

Zum Inhalt: Ein O-V-3-Gerät wird ausführlich beschrieben (Schaltung und Aufbau), etwas knapper wird ein auf DDR-Transistoren umgestellter 4-Transistor-Super sowjetischer Amateure behandelt. Alle Schaltungen mit Varianten wurden offensichtlich erprobt. Kennlinienfelder und Daten der 50-mW-Transistoren des Halbleiterwerkes Frankfurt/Oder ergänzen die Ausführungen.

Ein gutes Büchlein, dessen Verbreitung dem Kreis der Rundfunkamateure zweifellos neue Freunde zuführen wird. *Streng*

Werner W. Diefenbach

Fernseh-Service

Band II des Handbuches der Radio- und Fernseh-Reparaturpraxis

Franck'sche Verlagshandlung, Stuttgart

216 Seiten, 221 Bilder, 119 Fotos auf 8 Bildtafeln, 7 Bildfehlertafeln und 5 Oszillogrammtafeln, 24 Tabellen, Ganzleinen 39,50 DM

Nach einigen grundsätzlichen Ausführungen über den Fernsehservice als Kundendienst erhält der Leser praktische Vorschläge für die zweckmäßige Einrichtung einer Fernsehreparaturwerkstatt. Gut geeignet sind die Konstruktionsvorschläge mit Angaben für den Selbstbau von Fernsehmeß- und -prüfeinrichtungen in Röhren- und Transistortechnik.

Breiten Raum nehmen die Messungen und Prüfungen an TV-Empfängern unter Berücksichtigung der Aufnahme von Oszillogrammen mit dem Katodenstrahloszillografen ein. Für die Beseitigung der beim Empfang auftretenden Störungen sowie für die Entstörung von TV-Empfängern werden Ratschläge erteilt.

Umfangreich ist das Kapitel „Planmäßige Fehlersuche in Fernsehempfängern". Die Fehlersuche wird anhand von Schaltbildern und typischen Fehlerhinweisen mit Vorschlägen für die Reparatur vom Kanalwähler bis zum Netzteil leichtverständlich demonstriert. Dies wird vom zahlreichen Bildmaterial unterstützt und erleichtert die Fehlersuche. Automatikschaltungen werden in diesem Zusammenhang ebenfalls behandelt sowie Abstimmanzeigeeinrichtungen und Anordnungen zur Verbesserung der Bildgüte.

Ein weiterer Abschnitt berichtet über Fehler an Fernsehantennenanlagen und vermittelt Ratschläge für Fehlerbeseitigung und geht weiter auf die UHF-Antennentechnik ein.

Der ebenfalls der UHF-Technik gewidmete Abschnitt „Technik und Service des UHF-Teils" erleichtert die Arbeit des Servicetechnikers für den Zeitraum des kommenden UHF-Fernsehens.

Die ausführliche Literaturübersicht und das gut gegliederte Sachverzeichnis ergänzen den Wert des Buches.

Belter

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

Dipl.-Ing. G. Seidel

Gedruckte Schaltungen

Technologie und Technik

Unter Mitarbeit von Ing. M. Bless, Ing. W. Cermak, Obering. Fr. Decker und Ing. H. Wesser

DIN A 5, 223 Seiten, 151 Bilder, 18 Tafeln

Ganzlederin 15,— DM

Ein Kollektiv anerkannter Fachleute der DDR hat durch Auswertung der internationalen Literatur den neuesten Stand dieser Technik zusammengefaßt. Nicht nur die Herstellung der speziellen Halbzeuge, deren Eigenschaften und Anwendung sowie die verschiedenen Technologien zur Herstellung von „Leiterplatten" werden darin beschrieben, sondern auch die Bauelemente und die Herstellung von kompletten „gedruckten Schaltungen" werden einer eingehenden Betrachtung unterzogen.

Auf die Wirtschaftlichkeit, den Reparaturdienst und die Normung wird ausführlich eingegangen. Entwicklungsingenieure, Konstrukteure, Technologen und Meister sowie Betriebsökonomen, alle im Reparaturdienst Beschäftigten und auch die Funkamateure können viele Anregungen aus diesem Buch schöpfen.

Aus dem Inhalt

Herstellung gedruckter Verdrahtungen

Übersicht, keramische Technik, galvanische Technik, Folienätztechnik, sonstige Verfahren

Bauelemente mit Drahtanschlüssen, konstruktiv geänderte klassische Bauelemente, Sonderausführungen klassischer Bauelemente, Spezialbauelemente, gedruckte Bauelemente

Herstellung gedruckter Schaltungen

Mechanische Bearbeitung der Leiterplatten, Montage der Bauelemente, Tauchlötung, Oberflächenschutz

Konstruktiver Aufbau von Geräten mit gedruckter Schaltung

Vergleich mit der klassischen Verdrahtungstechnik, technische und wirtschaftliche Gesichtspunkte

Reparatur gedruckter Schaltungen

Normung

---

radio und fernsehen

erscheint zweimal im Monat

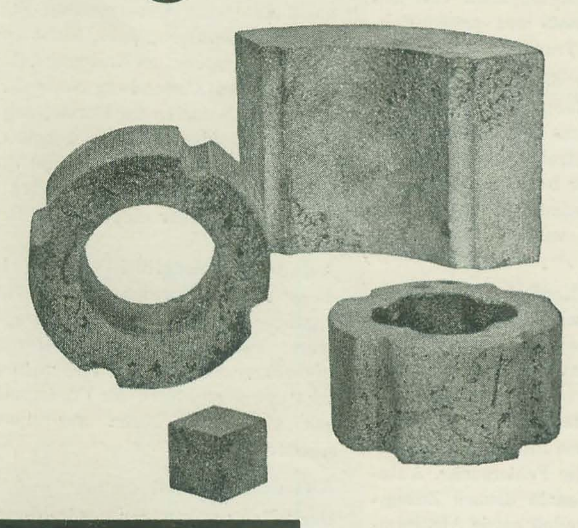
Anzeigenschlußtermin am 9. und 23. eines jeden Monats für das übernächste Heft.

Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 28–31 und alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der DDR.

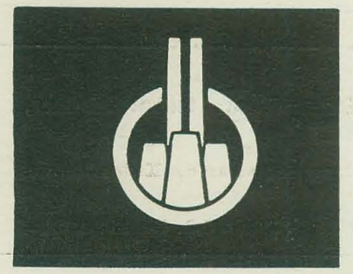
Alnico

Permanent-Magnete



in allen notwendigen Größen

für Lautsprecher
Fernsehen
Lichtmaschinen
Meßinstrumente
Motoren
Kupplungen
Zündmaschinen
und viele andere
Anwendungsgebiete



Bitte technische
Beratung anfordern

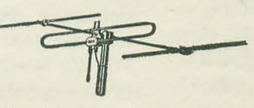
VEB ELEKTROCHEMISCHES KOMBINAT BITTERFELD

Prüf-Fix (1)
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Auch Kleinanzeigen finden stärkste Beachtung!

Verkaufe
Zeitschriftenjahrgänge
Radio und Fernsehen 1953–1955 (Halbleinen) 15,— DM.
Funk-Technik 1948–1960 vollständig (1948–1957 in 13 Halbleinenbdn.) 225,– DM.
Nachrichtentechnik 1951–1959 (Halbleinen) 60,— DM.
Angebote unter DL 1054 an Dewag-Werbung Leipzig C 1

UKW- und Fernseh-Antennen



GUTE KLASSE 1 331 **Dieses Zeichen bürgt für Qualität**

Nur an Wiederverkäufer
Mindest-Abnahme 10 Stück

Elektro-Apparatebau Wernigerode KG
Radio-Beil Ing.
Mühlental 10, Albert-Bartels-Str. 14, Tel. 2178



Wir fertigen

Kondensator-Mikrofone

Mikrofon-Kapseln
in Studioqualität

Mikrofon-Zubehör

und

Steckverbindungen
in 5- und 6poliger Ausführung

Verkauf
nur über den Fachhandel

GEORG NEUMANN & CO
ELEKTROTECHNISCHES LABORATORIUM
Kommandit-Gesellschaft
GEFELL I. V. · RUF 185

